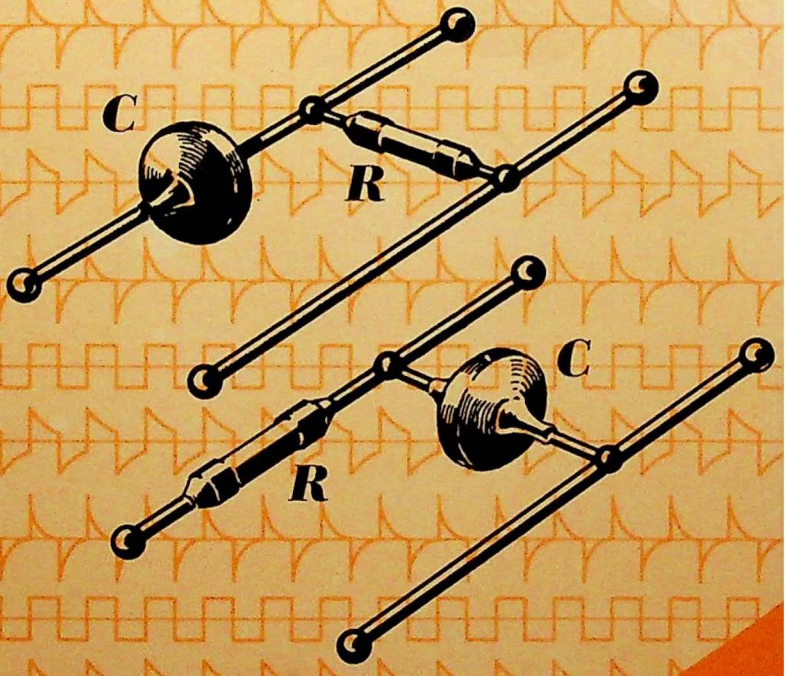


radio PRAKTIKER bücherei

Reinhard Schneider

Die Widerstand-Kondensator-Schaltung

(RC-Schaltung)

Franzis

Die **Cellu-Bände** der Radio-Praktiker-Bücherei

Preis je Nr. 2.90 DM, Mehrfach-Nr. entsprechend. Preisänderungen vorbehalten.

Vorläufiges Verzeichnis: Verlangen Sie bitte ausführliche Verzeichnisse!

1 **Endröhren und Endstufen-Transistoren und ihre Schaltungen** (H. Sutaner). 3. Aufl., 72 Seiten, 45 Bilder, 3 Tab.

3/5 **UKW-FM-Rundfunk-Praktikum** (Herbert G. Mende). 6. Aufl., 172 Seiten, 82 Bilder, 13 Tab.

6 **Antennen für Rundfunk- und Fernseh-Empfang** (Herbert G. Mende). 12. Aufl., 68 Seiten, 36 Bilder, 7 Tab.

7/8 **Niederfrequenz-Verstärker mit Röhren und Transistoren** (Fritz Kühne). 12. Aufl., 144 S., 100 Bilder, 13 Tab.

9/10 **Tonbandgeräte-Praxis** (Wolfgang Junghans). 9. Aufl., 128 Seiten, 88 Bilder, 7 Tabellen.

11/12 **Mono-, Stereo- und Transistor-Mikrofone** (Fritz Kühne). 8. Auflage, 116 Seiten, 71 Bilder, 3 Tabellen.

13 **Schliche und Kniffe für Radiopraktiker** Teil I (Fritz Kühne). 9. Aufl., 64 Seiten, 56 Bilder.

14 **Wellen und Frequenzen für Rundfunk und Fernsehen** (Gustav Büscher). 4. Aufl., 72 Seiten, 57 Bilder, 20 Tab.

16 **Widerstandskunde für Radio-Praktiker** (Georg Hoffmeister). 5. Auflage, 72 Seiten, 9 Bilder, 2 Nomogr. und 6 Zahlentafeln.

18/19 **Radio-Röhren** (Herbert G. Mende). 3. Aufl., 132 Seiten, 66 Bilder, 2 Tab.

20 **Methodische Fehlersuche in Rundfunkempfängern.** (Dr. A. Renardy). 11. Aufl., 68 Seiten, 20 Bilder.

21/21a **Funktechniker lernen Formelrechnen** (Fritz Kunze). 7. Aufl., 128 S., 42 B.

22/23a **Lehrgang Radiotechnik** Band I (Ferd. Jacobs). 9. Aufl., 184 S., 151 Bilder.

24/25a desgl. Band II (Ferdinand Jacobs). 6. Aufl., 202 Seiten, 135 Bilder.

26 **Meß- und Schaltungspraxis für Heimton und Studio** (Fritz Kühne). 4. Aufl., 68 Seiten, 33 Bilder, 6 Tabellen.

27/27a **Rundfunkempfang mit Transistoren und Detektoren** (Herbert G. Mende). 12. Aufl., 128 S., 94 Bilder, 9 Tabellen.

28/28b **Glimmröhren und Kaltkatoden-Relaisröhren** (O. P. Herrnkind). 5. Auflage, 192 Seiten, 288 Bilder.

29/30 **Kleines ABC der Elektroakustik** (Gustav Büscher). 5. Aufl., 148 Seiten, 131 Bilder, 52 Tabellen.

31/32 **Sender-Baubuch für Kurzwellen-Amateure** I. Teil (Ing. H. F. Steinhauser). 9. Aufl., 128 S., 56 Bilder.

33/35 **Dioden-, Röhren- und Transistorvoltmeter** (Ing. Otto Limann). 7. Aufl., 180 Seiten, 160 Bilder.

37/38 **Fehlersuche durch Signalverfolgung und Signalzuführung** (Dr. A. Renardy). 5. Aufl., 136 Seiten, 67 Bilder, 2 Tabellen.

41/41a **Kurzwellen- und UKW-Empfänger für Amateure** Band 1. Geradeausempfänger und Standardsuper. (Werner W. Diefenbach). 10. Auflage, 128 Seiten, 122 Bilder, 10 Tabellen.

42/42b desgl. Band 2. Spitzensuper und Transistorempfänger (Werner W. Diefenbach). 148 Seiten, 105 Bilder, 10 Tab.

43 **Musikübertragungs-Anlagen.** (Fritz Kühne). 5. Aufl., 72 Seiten, 39 Bilder, 11 Tabellen.

44 **Kurzwellen-Amateurantennen** (W. W. Diefenbach). 7. Aufl., 80 Seiten, 94 Bilder, 10 Tabellen.

45/46 **UKW-Sender- und Empfänger-Baubuch für Amateure** (Ing. H. F. Steinhauser). 6. Aufl., 136 S., 90 Bilder.

50 **Praktischer Antennenbau** (Herbert G. Mende). 12. Aufl., 72 Seiten, 38 Bilder, 9 Tabellen.

55/56a **Fernsehtechnik von A bis Z** (K. E. Wacker / Joachim Conrad). 5. Aufl., 136 Seiten, 65 Bilder, 12 Tabellen. *

58 **Morselehrgang** (Werner W. Diefenbach). 8. Aufl., 68 Seiten, 20 Bilder.

59 **Funk-Entstörungs-Praxis** (Herbert G. Mende). 4. Aufl., 72 Seiten, 43 Bilder, 6 Tabellen.

60 **Die Widerstand-Kondensator-Schaltung.** Einführung in die RC-Schaltungstechnik (Reinhard Schneider). 6. Aufl., 68 S., 59 Bilder, 3 Tab.

62/62a **Englisch für Radio-Praktiker** (Dipl.-Ing. W. Stellrecht und Dipl.-Ing. P. Miram). 4. Aufl., 112 Seiten.

66/67 **Sender-Baubuch für Kurzwellen-Amateure** II. Teil (Ing. H. F. Steinhauser). 5. Aufl., 128 Seiten, 52 Bilder.

68/70 **Formelsammlung für den Radio-Praktiker** (Dipl.-Ing. Georg Rose). 10. Aufl., 168 Seiten, 183 Bilder.

71 **Bastelpraxis** Band I. Allgemeine Arbeitspraxis (Werner W. Diefenbach). 7. Aufl., 64 Seiten, 50 Bilder, 2 Tabellen.

72/73 **Drahtlose Fernsteuerung von Flugmodellen** (Karl Schultheiss). 5. Aufl., 128 Seiten, 76 Bilder. *

74 **Einkreis-Empfänger** mit Röhren und Transistoren (Hans Sutaner). 6. Aufl., 68 Seiten, 71 Bilder, 3 Tabellen.

* In Vorbereitung.

Fortsetzung auf der dritten Umschlagseite

Die Widerstand-Kondensator-Schaltung

Eine Einführung in die RC-Schaltungstechnik

Von

REINHARD SCHNEIDER

Mit 59 Bildern und 3 Tabellen

6. Auflage

FRANZIS-VERLAG MÜNCHEN

Nr. 60 der RADIO-PRAKTIKER-BÜCHEREI

Cellu-Band

Umschlagentwurf von Erich Schülzke

1969

Franzis-Verlag G. Emil Mayer KG

Sämtliche Rechte – besonders das Übersetzungsrecht – an Text und Bildern vorbehalten. Fotomechanische Vervielfältigung nur mit Genehmigung des Verlages. Jeder Nachdruck, auch auszugsweise, und jede Wiedergabe der Bilder, auch in verändertem Zustand, sind verboten.

Druck: G. Franz'sche Buchdruckerei G. Emil Mayer, München 37, Karlstraße 35
Printed in Germany. Imprimé en Allemagne.

Vorwort

Schaltglieder, bestehend aus Widerständen und Kondensatoren, werden in der Verstärkertechnik schon seit langem verwendet. Doch die stürmische technische Entwicklung der letzten Zeit erschloß mit ihren neuen Erkenntnissen auch der Widerstand-Kondensator-Schaltung eine große Zahl neuer, teilweise überraschender Anwendungsmöglichkeiten. Das vorliegende Bändchen stellt den Versuch dar, einen einführenden Überblick über dieses Fachgebiet zu vermitteln, über das meist nur in zahlreichen Einzelveröffentlichungen berichtet wurde.

Bei der Fülle des Materials konnten in diesem Rahmen manche interessanten Anwendungen nur angedeutet, auf viele konnte überhaupt nicht eingegangen werden. Die Auswahl des Stoffes erfolgte unter Berücksichtigung der durch das *Fernsehen* und der Transistortechnik hinzugekommenen Probleme.

Für die durchgeführten Rechnungen wurden Beispiele grundsätzlicher Art ausgewählt, so daß die sinngemäße Übertragung auf verwandte Fälle nicht schwierig sein dürfte. Wenn dem Praktiker auch zahllose Nomogramme und Tabellen-Veröffentlichungen diese Arbeit abnehmen, so wird ihm das Wissen um Funktion und Wirkung eines Schaltelementes doch erlauben, seine Arbeiten mit dem Gefühl größerer Sicherheit und vielleicht auch mit besserem Erfolg durchzuführen.

München — Reinhard Schneider

Inhalt

I. Grundsätzliches 5
a) Kapazität und elektrische Ladung 5
b) Kapazität und Wechselstrom 11
c) Spannungsteiler 13
d) Das Widerstandsdreieck 14
e) Der Phasenwinkel 15
f) Der Verlustwinkel 16

II. RC-Glieder als Wechselstromwiderstände 17
a) Siebglieder 17
b) Die RC-Kopplung 19
c) Hochfrequenzsperren 23
d) Die Gegenkopplung (Stromgegenkopplung) 24
e) Korrektur des Frequenzgangs 26

III. Die Zeitkonstante von RC-Gliedern 27
a) Kopplungsglieder 27
b) Zeitkonstante und Signalverformung 30
c) Differentiation und Integration durch RC-Glieder 33
d) Regelspannungserzeugung 36
e) Erzeugung von Sägezahnspannungen 36
f) Der Sperrschwinger 38
g) Der Multivibrator 39
1. Astabiler Multivibrator 40
2. Monostabiler Multivibrator 46
3. Bistabiler Multivibrator 47
h) Frequenzteilung 48

VI. Die Phasenverschiebung von Wechselspannungen 50
a) Die imaginäre oder Blind-Rückkopplung 50
b) Der Phasenschiebergenerator 54
c) RC-Generator mit Phasenumkehrröhre 58
d) Phasenschieberverstärker 61
e) Verstärker mit selektivem Netzwerk 62

V. Neue Techniken 64

Literaturhinweise 67

Sachverzeichnis 67

I. Grundsätzliches

Ohmscher Widerstand, Spule und Kondensator sind in der Verstärker- und Meßtechnik die weitaus am häufigsten wiederkehrenden Schaltelemente. Speziell der *RC*-Kombination, also der Verbindung von ohmschem Widerstand (*R*) und Kondensator (*C*), kommt große Bedeutung zu, weil sich ihre elektrische Wirkung verhältnismäßig leicht übersehen läßt, ihr Einbau wegen der in der Regel geringen mechanischen Abmessungen nur wenig Platz beansprucht und sie ferner dank einer hochentwickelten Fertigungstechnik immer eine wirtschaftlich günstige Lösung bildet. Diese Vorteile sind so bedeutsam, daß überall dort, wo eine gewünschte Wirkung auf mehreren Wegen zu erreichen ist, etwa durch Spule und Kondensator oder Widerstand und Kondensator, der letzteren Lösung der Vorzug gegeben wird.

Drei wichtige physikalische Eigenschaften der Widerstand-Kondensator-Kombination bestimmen ihre Anwendungsmöglichkeiten. Es sind dies

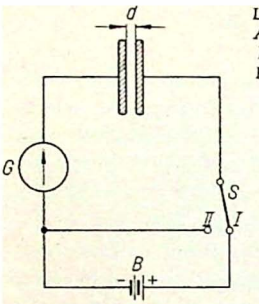
1. Auf- bzw. Entladung eines Kondensators über einen Widerstand nach der Zeit;
2. Frequenzabhängige Spannungsteilung;
3. Veränderung der Phasenlage einer Wechselspannung.

Das richtige Arbeiten einer *RC*-Schaltung hängt zumeist von der sorgfältigen Dimensionierung ihrer Schaltelemente ab. Nachfolgend werden die dabei auftretenden Verhältnisse besprochen und in einer Reihe von Fällen auch abgeleitet.

a) Kapazität und elektrische Ladung

Während das Verhalten eines rein ohmschen Widerstandes im Stromkreis und das Ohmsche Gesetz als bekannt vorausgesetzt werden dürfen, seien einleitend die Eigenschaften eines Kondensators kurz dargestellt.

In **Bild 1** sind zwei voneinander isolierte Metallplatten über einen Schalter S mit einer Batterie B verbunden (Schalterstellung I); in Stellung II lassen sich die Platten kurzschließen. Mit dem im Stromkreis liegenden ballistischen Galvanometer G läßt sich die durch das Instrument während einer kurzen Zeit



Links: Bild 1. Auf- und Entladung eines Kondensators

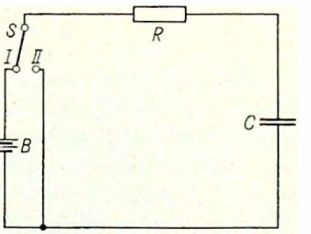


Bild 2. Ladung und Entladung über einen Widerstand

fließende Elektrizitätsmenge bestimmen. Ist der Abstand d der beiden Platten sehr groß, wird sich beim Einschalten der Batterie nichts Merkliches ereignen. Wiederholen wir das Experiment bei geringem Abstand der Platten, jedoch ohne daß diese sich berühren, so wird das Instrument im Moment des Einschaltens kurz ausschlagen. Schalten wir nun auf Stellung II, so erhalten wir am Instrument einen Ausschlag in gleicher Stärke, aber von entgegengesetzter Richtung. Die Erklärung dieser Erscheinung liegt darin, daß die beiden nahe benachbarten Platten die Fähigkeit haben, sich – von einer Stromquelle gespeist – mit einer bestimmten Menge Elektronen bzw. einer elektrischen Ladung aufzufüllen. Verringern wir jetzt den Abstand auf die Hälfte, so wird sich bei einer Wiederholung die von G angezeigte Elektrizitätsmenge verdoppeln. Tatsächlich haben die Platten jetzt die Fähigkeit, eine doppelt so große Elektrizitätsmenge festzuhalten wie vorher. Eine Erhöhung des Fassungsvermögens oder, wie man sagt, der Kapazität läßt sich auch durch Austausch der Platten gegen solche größerer Fläche erzielen. Die Ladungsmenge nimmt hier in gleichem Maße zu wie die Plattenfläche.

Unsere bisher gemachten Erfahrungen lassen sich wie folgt ausdrücken:

1. Je geringer Abstand d, um so größer die Kapazität C.
2. Je größer die Plattenfläche F, desto größer die Kapazität.

Daraus ergibt sich folgende Beziehung:

$$C = \frac{1}{d} \cdot F \cdot \varepsilon = \varepsilon \cdot \frac{F}{d} \qquad (1)$$

Tabelle 1

Naturstoffe	ε[1]
Vakuum	1
Luft	1,0006
Quarz	4,2...4,7
Glas	5...7
Glimmer	6...8
Wasser	81

Tabelle 2

F	µF	nF	pF
1	10^{6}	10^{9}	10^{12}
10^{-6}	1	10^{3}	10^{6}
10^{-9}	10^{-3}	1	10^{3}
10^{-12}	10^{-6}	10^{-3}	1

F = Farad pF = Picofarad
µF = Mikrofarad 1 cm = 1,1 pF
nF = Nanofarad

[1]) Genauer $\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r$ (ε_0 = absolute Dielektrizitätskonstante, ε_r = relative Dielektrizitätskonstante des jeweiligen Stoffs).

ε ist ein Proportionalitätsfaktor. Er ist abhängig von dem zwischen den beiden Platten befindlichen Stoff und wird im Vakuum = 1,0; bei unserem vorherigen Experiment, von dem wir annehmen, daß es in gewöhnlicher Luft erfolgte, ist ε von diesem Wert nur unwesentlich verschieden, nämlich 1,0006. Der zwischen den beiden Elektroden befindliche Stoff wird allgemein als Dielektrikum, ε als seine Dielektrizitätskonstante bezeichnet. Obenstehende **Tabelle 1** enthält die Dielektrizitätskonstanten einiger Stoffe. Danach hat beispielsweise Glimmer die Eigenschaft, die Kapazität eines Kondensators auf das 6...8fache zu erhöhen bzw. man wird für eine bestimmte Kapazität mit dem 6...8. Teil der sonst benötigten Fläche auskommen. Daraus ist ersichtlich, welche Bedeutung der Wahl des Dielektrikums bei der Fabrikation von Kondensatoren zukommt; man wird immer bestrebt sein, wirtschaftliche Lösungen zu finden. Bei kleinen Kapazitäten werden insbesondere Glimmer und Hartpapier als Dielektrika verwendet, außerdem die keramischen Werkstoffe Calit, Frequenta, Tempa, Condensa usw.

Besonders hohe Kapazitätswerte sind mit Elektrolytkondensatoren zu erzielen, bei denen die beiden Kondensatorbeläge in einem flüssigen Elektrolyten einander gegenüberstehen. Bei Gleichstromdurchgang überzieht sich die als Anode wirkende Elektrode mit einer extrem dünnen Oxydschicht, die als Isolation wirkt und den weiteren Stromdurchgang unterbindet. Durch die

sehr dünne Oxydhaut wird der Elektrodenabstand unvorstellbar gering (ca. $^1/_{1000}$ mm) und demzufolge die wirksame Kapazität beträchtlich.

Doch kehren wir zurück zu Bild 1. Wiederholen wir jetzt das oben beschriebene Experiment unter Veränderung der dabei angelegten Spannung, etwa indem Batterien verschiedener Spannung angeschlossen werden, so ist festzustellen, daß sich sowohl bei Auf- wie bei Entladung der Ausschlag des die Elektrizitätsmenge anzeigenden ballistischen Galvanometers verdoppelt, wenn die doppelte Spannung angelegt wurde. Daraus folgt, daß die auf dem Kondensator festgehaltene Ladung auch eine Funktion der angelegten Spannung ist.

Unter dem Einfluß der Spannung erhöht sich die Elektrizitätsmenge (Ladung oder Ladungsmenge). Es gilt also:

$$Q = C \cdot U, \tag{2}$$

wobei Q die Ladungsmenge bedeutet, U die Spannung und C die Kapazität. Daß die aufnehmbare Ladung von der Kapazität abhängt, ist klar, da Kapazität definitionsgemäß das Fassungsvermögen bezeichnet. Die technische Einheit von Q ist die Ampere-Sekunde (As), das ist also die Strommenge, die innerhalb einer Sekunde bei einer Stromstärke von 1 Ampere den Stromkreis durchfließt. Daher

$$Q = I \cdot t\,[\mathrm{A; sec}] \tag{3}$$

Die technische Einheit der Spannung ist das Volt. Aus diesen beiden Werten resultiert die technische Einheit der Kapazität, das Farad. Es ist nach Umformung von (2)

$$C = \frac{Q}{U} = \frac{\mathrm{As}}{\mathrm{V}} = \mathrm{F\ (Farad)} \tag{4}$$

Die Kapazität 1 Farad kommt im praktischen Gebrauch nicht vor, sie ist viel zu groß; an ihre Stelle tritt das Mikrofarad (µF), die 1 Million mal kleinere Einheit. Auch dieser Wert ist vielfach noch zu hoch und man verwendet, insbesondere in der Hochfrequenztechnik, das Pikofarad (pF), den millionsten Teil eines Mikrofarad. Umstehende kleine **Tabelle 2** soll die Umrechnung der einen Größe in die andere erleichtern. Kapazitätsbezeichnungen in der Einheit cm sind kaum mehr gebräuchlich.

Es sei nun die Aufladung eines Kondensators über einen ohmschen Widerstand gemäß **Bild 2** anhand eines praktischen Beispiels betrachtet. R betrage 1 MΩ, $C = 1\ \mu F$, die Spannung $U =$ 100 Volt. Der Kondensator ist entladen. Bringen wir nun den Schalter in Stellung I, beginnt die Aufladung. Im allerersten Augenblick, in dem der Kondensator noch vollkommen entladen ist, fließt der volle, nur durch R begrenzte Strom (I). Er beträgt

$$I = \frac{U}{R} = \frac{10^2\ \mathrm{V}}{10^6\ \Omega} = 10^{-4}\ \mathrm{A} = 0{,}1\ \mathrm{mA}$$

Um uns in unseren Überlegungen den tatsächlichen Verhältnissen anzunähern, sei angenommen, daß dieser Strom nur innerhalb $t = 0{,}2$ Sekunden fließe. Uns interessiert die Spannung U_c, auf die sich der Kondensator nach dieser Zeit aufgeladen hat. Nach Gleichung (2) ist dazu die Bestimmung der Ladung Q notwendig. Sie wird mit Hilfe von (3) gewonnen. Nach Einsetzen der Werte erhält man

$$Q = 10^{-4}\ \mathrm{A} \cdot 2 \cdot 10^{-1}\ \mathrm{sec} = 2 \cdot 10^{-5}\ \mathrm{As}\ \text{(Ampere-Sekunden)}.$$

Dann wird

$$U_c = \frac{Q}{C} = \frac{2 \cdot 10^{-5}}{10^{-6}} = 2 \cdot 10^{1}\ \mathrm{V} = 20\ \mathrm{V}$$

Dieser Wert findet sich als Punkt A im Diagramm von **Bild 3a.** Während also nach 0,2 Sekunden die Spannung an C auf 20 Volt

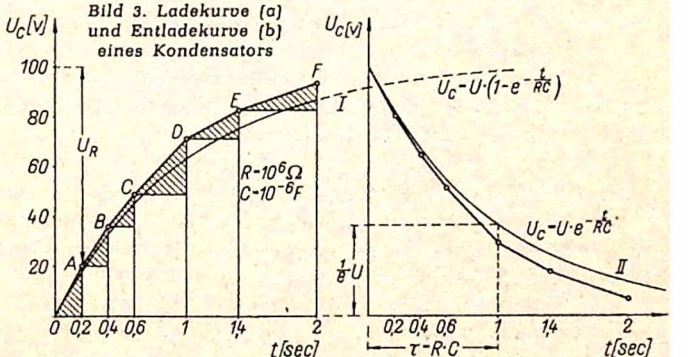


Bild 3. Ladekurve (a) und Entladekurve (b) eines Kondensators

angestiegen ist, liegt der Rest von 80 Volt augenblicklich noch am Widerstand. Im Gegensatz zum Zeitpunkt des Ladebeginns besteht jetzt nur noch ein Spannungsgefälle von 80 V, die Spannung am Kondensator kann sich also nur noch um diesen Betrag erhöhen. Bei Wiederholung der eben durchgeführten Rechnung mit 80 V erhält man einen Anstieg von U_c während der nächsten 0,2 sec um weitere 16 V bis zum Punkt B.

Aus dem Diagramm ist ersichtlich, daß die weitere Aufladung immer langsamer vonstatten geht. Wir wollen im Auge behalten, daß die auf diese Weise erhaltene Ladekurve nur eine grobe Annäherung an den tatsächlichen Vorgang sein kann, denn in Wirklichkeit bleibt der Ladestrom natürlich nicht 0,2 sec lang konstant, sondern er wird sich schon früher vermindern. Dieser Fehler wiederholt sich bei jedem weiteren Punkt der Kurve. Eine Verfeinerung unserer Methode läge darin, die einzelnen Schritte zeitlich noch weiter zu unterteilen. Die Differentialrechnung erlaubt es, die einzelnen Schritte unendlich zu verkleinern. Die Ableitung mit ihrer Hilfe ergibt für die Aufladung den Wert

$$U_c = U \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{R \cdot C}}\right) \quad [V; F; \Omega; sec] \qquad (5)$$

e ist die Basis der natürlichen Logarithmen 2,718. Durch Einsetzen der entsprechenden Werte in Gleichung (5) wurde die in Bild 3a ausgezogene Kurve gewonnen, die zeigt, daß unsere Näherungsrechnung tatsächlich zu hohe Werte erbracht hatte.

In entsprechender Weise, nur umgekehrt, läuft der Entladevorgang ab. Im Anfang fließt ein hoher Strom, die Entladung erfolgt rasch, dann verlangsamt sie sich immer mehr mit geringer werdender Ladung (**Bild 3b**) und ist theoretisch erst nach unendlich langer Zeit beendet. Für die Entladung gilt

$$U_c = U \cdot e^{-\frac{t}{R \cdot C}} \quad [V; F; \Omega; sec] \qquad (6)$$

Besondere Bedeutung kommt dem Punkt $t = R \cdot C$ zu. In den Gleichungen (4) und (5) wird nämlich an dieser Stelle (Bild 3b) der Exponent $-\frac{t}{RC} = -1$. Die Spannung am Kondensator ist

bei der Aufladung dann auf den Punkt $U_c = U(1-e^{-1}) = U\left(1-\frac{1}{e}\right)$ $= 0{,}63\ U$ angestiegen, bei der Entladung auf $U_c = U \cdot e^{-1} = \frac{U}{e}$ $= 0{,}37\ U$ gefallen. Das Produkt $R \cdot C$ heißt *Zeitkonstante* und wird mit dem griechischen Buchstaben τ (tau) bezeichnet.

$$\tau = R \cdot C\ [\text{sec}; \Omega; \text{F}] \qquad (7)$$

Ein bestimmter Wert der Zeitkonstante τ läßt sich demnach durch ganz verschiedenartige Zusammensetzung von R und C erreichen, wichtig ist nur, daß das Produkt jeweils dasselbe ist.

Diese Tatsache ist von großer Wichtigkeit, man hat es damit in der Hand, bei gleichbleibender Zeitkonstante R und C so der übrigen Schaltung anzupassen, daß die günstigste Gesamtwirkung entsteht. Die Ladung eines Kondensators ist nach $\tau = R \cdot C$ also auf 37 %, nach $t = 2{,}3 \cdot \tau$ auf 10 % und nach $t = 4{,}6 \cdot \tau$ auf 1 % des ursprünglichen Betrages abgesunken.

Auf- und Entladung eines Kondensators sind nicht die einzigen Vorgänge, die nach der angegebenen Gesetzmäßigkeit ablaufen. Die in Bild 3 gezeigte Kurvenform charakterisiert vielmehr den Verlauf vieler Naturvorgänge und hat überall dort ihre Bedeutung, wo es sich um den Ausgleich von Spannungen irgendwelcher Art handelt. So folgen, um ein Beispiel zu nennen, sämtliche Temperaturausgleichsvorgänge, wie Erwärmung und Abkühlung, diesem Gesetz.

b) Kapazität und Wechselstrom

Während ein Kondensator für Gleichstrom undurchlässig ist und der Stromfluß nach seiner Aufladung endet, ergeben sich bei Wechselstrom grundsätzlich andere Verhältnisse. Die Platten des Kondensators werden abwechselnd aufgeladen und nach Umkehr der Stromrichtung wieder entladen. Hieraus folgt, daß im Stromkreis ständig eine Ladung hin und her pendelt, also ein Wechselstrom fließt, als ob eine galvanische Unterbrechung durch das Dielektrikum des Kondensators gar nicht vorhanden wäre. Die Größe der Strommenge ist – wie einleuchtet – abhängig von der Größe des Kondensators, denn die Kapazität muß jeweils ganz

aufgeladen und die Ladung, nachdem der Strom seine Richtung gewechselt hat, wieder vollständig abtransportiert werden. Außerdem aber ist die in einem bestimmten Zeitraum fließende Strommenge abhängig von der Anzahl der Umladungen in dieser Zeit, also von der Frequenz. Der Strom wächst demnach mit zunehmender Kapazität, mit zunehmender Frequenz f und selbstverständlich mit steigender Spannung U:

$$i = p \cdot C \cdot f \cdot U$$

Bei der Ableitung der Formel findet man den Proportionalitätsfaktor $p = 2\pi$. Nach Umformung ergibt sich der Widerstand eines Kondensators zu

$$\frac{U}{i} = Z_c = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} \quad \text{und wenn man } 2\pi f = \omega \text{ setzt} \quad Z_c = \frac{1}{\omega C} \quad [\Omega; \text{Hz}; \text{F}] \quad (8)$$

Dieser Ausdruck gibt den Wechselstromwiderstand von C direkt in Ω an, denn die Einheit der Kapazität ist nach (4) $\frac{\text{As}}{\text{V}}$, die Einheit von $\omega = \text{sec}^{-1}$ $\left(\frac{\text{Schwingungszahl}}{\text{sec}}\right)$, ωC also $\frac{\text{A} \cdot \text{sec}}{\text{V} \cdot \text{sec}} = \frac{\text{A}}{\text{V}} = \frac{1}{\Omega}$ und somit $\frac{1}{\omega C} = \Omega$. Z. B. hat eine Kapazität von 10 µF demnach bei 50 Hz einen Widerstand

$$Z_c = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 10^{-5}} \approx 320\ \Omega,$$

bei 1000 Hz dagegen nur noch 16 Ω.

Im Diagramm **Bild 4** ist der Widerstandsverlauf verschiedener Kapazitätswerte als Funktion der Frequenz aufgetragen. Für $f = 0$ ist $Z_c = \infty$; für $f = \infty$ ist $Z_c = 0$.

Wie gezeigt wurde, herrscht die größte Spannung am Kondensator dann, wenn er voll aufgeladen ist. In diesem Augenblick hört der Strom zu fließen auf. Auch bei Wechselstrom ist das so. Erst wenn der Ladestrom auf Null abgesunken ist und im nächsten Moment seine Richtung umkehrt, kann demzufolge die höchste Spannung erreicht sein. **Bild 5** zeigt den Strom- und Spannungsverlauf bei Vorhandensein einer sinusförmigen Wechsel-

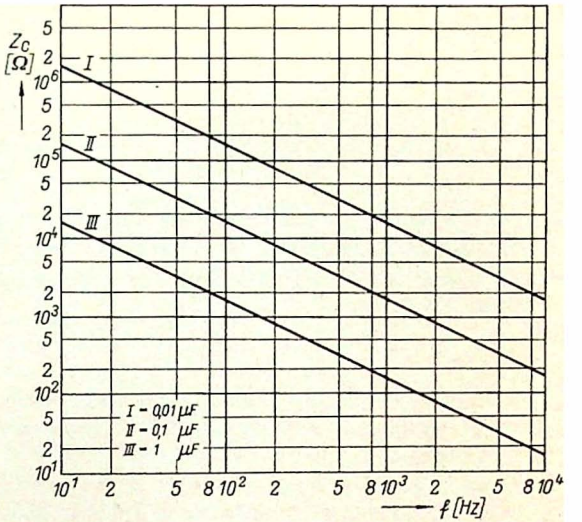


Bild 4. Wechselstromwiderstand von Kondensatoren in Abhängigkeit von der Frequenz

spannung. Strom und Spannung sind nie gleichphasig, sondern der Strom eilt der Spannung um eine Viertelperiode (90°) vor. Das Produkt aus Strom und Spannung über eine ganze Periode gesehen ergibt 0. Eine Kapazität verbraucht keine wirkliche elektrische Leistung und ihr Widerstand trägt deshalb die Bezeichnung *Blindwiderstand* (in Unterscheidung zum ohmschen Widerstand, bei dem Strom und Spannung bekanntlich in Phase sind und auch ein echter Leistungsverbrauch stattfindet).

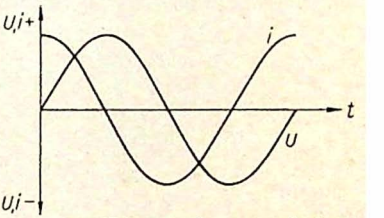


Bild 5. Die Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung beim Kondensator

c) Spannungsteiler

Das allgemeine Prinzip eines Spannungsteilers ist in **Bild 6a** dargestellt. Die Gesamtspannung E liegt an den beiden Wider-

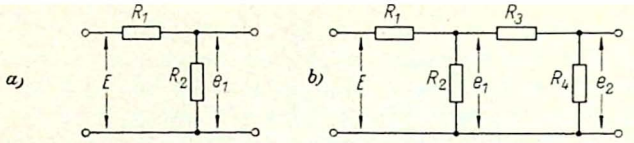


Bild 6. Spannungsteiler, bestehend aus einem (a) und zwei (b) Kettengliedern

ständen R_1 und R_2. Es kann an R_2 naturgemäß nur ein Teil e_1 der Gesamtspannung herrschen. Die Gesamtspannung E verhält sich zur Teilspannung e_1 wie der Gesamtwiderstand $R_1 + R_2$ zum Teilwiderstand R_2:

$$k = \frac{E}{e_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2} \tag{9}$$

Wenn hohe Spannungsteilerverhältnisse verlangt werden, schaltet man unter Umständen vorteilhaft mehrere Einzelglieder hintereinander. Zu beachten ist, daß sich die Verhältnisse durch eingangs- oder ausgangsseitige Belastung ändern können. So wird durch einen nachgeschalteten Spannungsteiler (R_3; R_4 in **Bild 6b**) der Widerstand R_2 belastet, d. h. herabgesetzt. Durch die Parallelschaltung wird der resultierende Widerstand

$$R'_2 = \frac{R_2 \cdot (R_3 + R_4)}{R_2 + (R_3 + R_4)}$$

Demnach gilt

$$k_1 = \frac{E}{e_1} = \frac{R_1 + R'_2}{R'_2} = 1 + \frac{R_1}{R'_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_3 + R_4}$$

und, da

$$k_2 = \frac{e_1}{e_2} = 1 + \frac{R_3}{R_4}, \text{ wird}$$

$$k = k_1 \cdot k_2 = \frac{E}{e_2} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_3 + R_4}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right)$$

$$= \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)\left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) + \frac{R_1}{R_4} \tag{10}$$

d) Das Widerstandsdreieck

Die Formeln (9) und (10) gelten für untereinander gleichartige Widerstände allgemein. Um ihnen auch Gültigkeit für verschie-

denartige Widerstände, in unserem Falle RC-Glieder, zu geben, ist die durch die Kapazität hereingebrachte Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung zu berücksichtigen. In der grafischen Darstellung findet dieses Verhalten dadurch seinen symbolischen Ausdruck, daß Wirk- und Blindwiderstandsstrecke im Winkel von 90° aufeinanderstehen. Die Länge der Strecken entspricht den Widerstandswerten (**Bild 7**). Der scheinbare Widerstand oder *Scheinwiderstand* der Anordnung entspricht dann der Verbindung der beiden freien Enden C–A und ist die Hypotenuse des rechtwinkligen Dreiecks. Zur Kennzeichnung der imaginären Widerstandsteile wird diesen der Buchstabe *j* vorgesetzt. Wichtige Regel ist, daß überall dort, wo reelle und imaginäre Werte zu addieren sind, dies geometrisch in der eben dargelegten Weise zu geschehen hat. Nach dem Pythagoreischen Satz wird der Scheinwiderstand

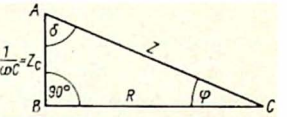


Bild 7. Das Widerstandsdreieck

$$|\underline{Z}| = \left| R + \frac{1}{j\omega C} \right| = \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2} \quad [\Omega; \text{Hz}; \text{F}] \qquad (11)$$

e) Der Phasenwinkel

φ wird als Phasenwinkel bezeichnet und zeigt die Phasendifferenz zwischen der in AC zugeführten Spannung und der an BC in

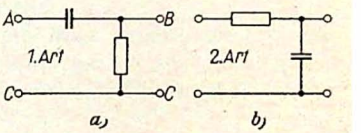


Bild 8. RC-Glieder 1. Art (a) und 2. Art (b)

Bild 8a (RC-Glied 1. Art) herauskommenden Spannung an. Wie aus dem Widerstandsdreieck leicht abzulesen ist, wird

$$\text{tg}\,\varphi = \frac{1}{R \cdot \omega C} \quad [\Omega; \text{Hz}; \text{F}] \qquad (12)$$

Die grafische Darstellung zeigt, daß φ mit kleiner werdendem $\frac{1}{\omega C}$ gegen Null strebt, mit kleiner werdendem R dagegen an-

steigt, aber den Betrag von 90° nicht überschreiten kann. Bei Gleichgewicht von Wirkwiderstand und kapazitivem Widerstand wird $\varphi = 45°$, die Teilspannungen verhalten sich zur Gesamtspannung dann wie 0,7 : 1. Sinngemäß Entsprechendes gilt für RC-Glieder 2. Art (**Bild 8b**).

f) Der Verlustwinkel

Auch Kondensatoren haben ein Widerstandsdreieck. Eine Kapazität mit einem Dielektrikum von unendlich hohem Widerstand und einer Phasenverschiebung von genau 90° existiert in Wirklichkeit nicht. Relativ nahe kommen dieser Forderung jedoch Kondensatoren mit Luft- und Keramikdielektrikum. Kondensatoren mit flüssigem Dielektrikum, also Elektrolytkondensatoren, sind mit größeren Verlusten behaftet, denn bei ihnen ist der Stromfluß zwischen den beiden Elektroden ja Voraussetzung ihres Arbeitens. Zur Kennzeichnung der Kondensatorverluste lassen sich zwei gleichwertige Ersatzschaltbilder heranziehen (**Bilder 9a** und **9b**). Nach der Darstellung von Bild 9a muß R_h bei einem guten Kondensator sehr klein sein und in der Größenordnung unter 1 Ohm liegen; nach der Darstellung von Bild 9b soll R_p sehr hoch sein, in der Größenordnung von MΩ. Wichtig ist, daß die Ersatzschaltungen jeweils nur für eine feste Frequenz gelten.

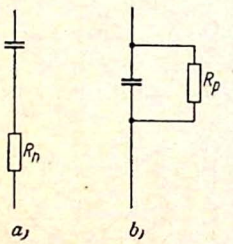


Bild 9. Ersatzschaltbilder für die Verlustwiderstände von Kondensatoren

Man kann sich also einen verlustbehafteten Kondensator bei gegebener Frequenz ersetzt denken entweder durch einen verlustlosen Kondensator und einen in Serie geschalteten Verlustwiderstand oder durch einen verlustlosen Kondensator, dem ein Widerstand parallel geschaltet ist. Auch diese Verhältnisse finden im Widerstandsdreieck Ausdruck (Bild 7). Der Winkel δ heißt Verlustwinkel, der Verlustfaktor wird in dessen Tangens ausgedrückt. Es ist nach Bild 9a

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{R_h}{\frac{1}{\omega C}} = R_h \cdot \omega C \quad [\Omega; \mathrm{Hz}; \mathrm{F}] \qquad (13)$$

und nach Bild 9b

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{\frac{1}{R_p}}{\omega C} = \frac{1}{R_p \cdot \omega C} \; [\Omega; \mathrm{Hz}; \mathrm{F}] \qquad (14)$$

II. RC-Glieder als Wechselstromwiderstände

a) Siebglieder

In der Verstärkertechnik ist häufig die Aufgabe zu lösen, eine Gleichspannung von einer überlagerten Wechselspannung zu trennen. So müssen im Netzteil von Rundfunkempfängern, Sendern, Meßgeräten usw. die Betriebsspannungen sorgfältig von den Wechselspannungsresten gereinigt werden, bevor sie zur Speisung dienen können. Bei den üblichen Siebanordnungen werden Kombinationen aus L und C bzw. aus R und C verwendet. Ihre Wirkung beruht auf der Eigenschaft, für Gleichstrom ein anderes Spannungsteilungsverhältnis zu besitzen als für Wechselstrom. Man spricht bei einer solchen Schaltanordnung auch von einer elektrischen Weiche.

Siebglieder aus Spule und Kondensator haben eine elektrisch günstigere Wirkung, da der Gleichspannungsabfall in der Spule auch bei großen Strömen verhältnismäßig niedrig gehalten werden kann und die Siebwirkung bei Erhöhung von L und C quadratisch ansteigt. Demgegenüber ändert sich der Siebfaktor einer Filterkette aus R und C nur linear und R bildet für Gleich- wie Wechselstrom denselben Widerstand. Trotz dieser Nachteile gelangt auch die Widerstandssiebkette häufig zur Anwendung, und zwar überall dort, wo der Spannungsabfall an R unbedeutend ist, d. h. wo nur ein kleiner Strom im Kreis fließt, beispielsweise bei der Erzeugung von Gittervorspannungen.

Auch die Anoden- und Schirmgitterspannungen von Vorröhren lassen sich vorteilhaft mit der Widerstandssiebkette reinigen. Denn es ist wirtschaftlicher, die Siebung im Netzteil nur für die Endstufe mit ihrem hohen Stromverbrauch zu dimensionieren und für die Vorstufen *RC*-Glieder nachzuschalten, als den Netzteil von vornherein für eine Siebwirkung auszulegen, die auch für die Vorröhren ausreicht. In der Folge sei der bereits in Gleichung (9) angegebene Spannungsteilerwert k als „Siebfaktor" bezeichnet.

Unter Berücksichtigung von Gleichung (11) ist bei einem *RC*-Glied 2. Art

$$k = \left| \frac{R + \frac{1}{j\omega C}}{\frac{1}{\omega C}} \right| = \frac{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}}{\frac{1}{\omega C}} =$$

$$= \omega C \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2} = \sqrt{(R\omega C)^2 + 1} \quad [\Omega; \text{Hz}; \text{F}] \qquad (15)$$

Praktisch wird $(R\omega C)^2$ bei Siebgliedern wohl immer bedeutend größer als 1, so daß die Vereinfachung

$$k = \omega \cdot C \cdot R \; [\text{Hz}; \text{F}; \Omega] \qquad (16)$$

zulässig ist.

Beispielsweise bestehe eine Siebkette aus

$R = 5000\ \Omega$ $\qquad$ $C = 10\ \mu\text{F}$

Frequenz 50 Hz sowie Einweg-Gleichrichtung.

Es ergibt sich dann ein Siebfaktor

$$k = 2\pi \cdot 50 \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 10^{-5} = 16.$$

Der Wechselspannungsteil wird demnach auf den 16. Teil herabgesetzt.

Eine Verdoppelung der Siebwirkung ist sowohl durch Verdoppelung von C wie auch von R möglich, doch wird im letzteren Fall der Gleichspannungsabfall ebenfalls auf den doppelten Betrag steigen, eine in der Regel unerwünschte Wirkung. Für den Spannungsverlust ist dabei die Größe des durch R fließenden Stroms wichtig. So kommen beim Betrieb von Braun'schen Röhren für Fernsehen und Oszillografie bei Spannungen von mehre-

ren tausend Volt Ströme in der Größenordnung von 0,1 mA vor. Da Hochspannungskondensatoren teuer sind, strebt man an, mit geringeren Werten für sie auszukommen und nimmt bei entsprechend höherem ohmschen Widerstand u. U. lieber einen etwas höheren Gleichspannungsverlust in Kauf. An einem Siebwiderstand von 0,1 MΩ erzeugt ein Strom von 0,1 mA einen Spannungsabfall von 10 Volt, das ist bei 1000 Volt Betriebsspannung $^1/_{100}$, also ein kaum ins Gewicht fallender Verlust, der vergleichsweise bedeutend günstiger liegt als der Spannungsabfall an der Drossel eines normalen Netzteils im Rundfunkempfänger.

Um hohe Siebfaktoren zu erzielen, bestehen zwei Möglichkeiten, entweder wählt man ein *RC*-Glied besonders hoher Zeitkonstante oder man schaltet zwei oder mehrere Siebglieder zu einer Kette hintereinander. Beim rechnerischen Vergleich der Siebwirkung eines doppelten Gliedes aus *R* und *C* und eines Einfachgliedes aus 2 *R* und 2 *C* findet man, daß kleinere Siebwerte günstiger mit einem Einfachglied erreicht werden, höhere Siebfaktoren sich dagegen wesentlich leichter mit Doppelgliedern erzielen lassen. Bei ungefähr $k = 12$ sind beide Möglichkeiten gleichwertig; darüber hinaus bietet das Doppelglied Vorteile, darunter ist das Einzelglied, in dem Gesamtkapazität und Gesamtwiderstand vereinigt sind, günstiger. Da aber in der Regel zwei Einzelkondensatoren teurer sind als einer der doppelten Kapazität, wird die Verwendung eines doppelten *RC*-Gliedes erst von wesentlich höheren Siebwerten an wirtschaftlicher als das einfache.

b) Die RC-Kopplung

Das gegenteilige Problem zum eben behandelten wird von einem *RC*-Glied 1. Art bei der Kopplung von Verstärkerstufen gelöst. Im Gegensatz zu vorhin handelt es sich darum, einen möglichst hohen Anteil der von der Vorröhre gelieferten Wechselspannung an das Steuergitter der nächsten zu bringen. Die Anodengleichspannung der Vorröhre muß dabei sicher vom Gitter ferngehalten werden. In **Bild 10** sind die elektrischen Verhältnisse dargestellt (das koppelnde *RC*-Glied stark ausgezogen). Es sollen möglichst alle Frequenzen innerhalb des interessierenden Bereiches, bei Tonfrequenzübertragung z. B. 30 bis 15 000 Hz, ungeschwächt übertragen werden. Der Wechselstromwiderstand

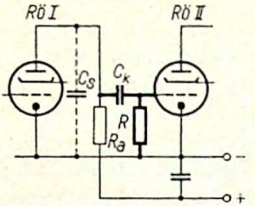


Bild 10. RC-Kopplung; R_c ist der kapazitive Widerstand des Kondensators C_k

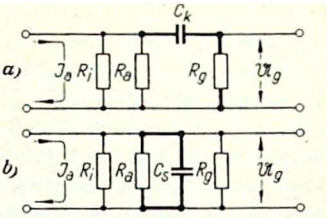


Bild 11. a) Ersatzschaltbild für tiefe Frequenzen. b) Ersatzschaltbild für hohe Frequenzen

von C_k soll gegen Null streben, wobei der Kopplungsfaktor sich dem Wert 1 nähert. Es zeigt sich sofort, daß diese Bedingung für hohe Frequenzen leicht erfüllbar ist, die Schwierigkeiten jedoch bei niedrigen Übertragungsfrequenzen größer werden, da dann Z_c nicht mehr zu vernachlässigen ist. In der Praxis hat man für die obere und untere Grenzfrequenz des zu übertragenden Bandes Werte festgelegt, unter welche die Spannung am Ausgang des Kopplungsgliedes nicht absinken darf. Für Tonfrequenzübertragung läßt man in der Regel einen Abfall der Spannung auf 70 % der Eingangsspannung zu. Dieser Wert ist dadurch charakterisiert, daß $R = Z_c$ und $\varphi = 45°$ werden (Widerstandsdreieck). **Bild 11a** zeigt das Ersatzschaltbild für tiefe Frequenzen. Die RC-Kombination liegt parallel zum Außenwiderstand R_a der Röhre I. Bekanntlich ist die Verstärkung einer Pentode $V = S \cdot R_{ges}$, (S = Steilheit der Röhre), wobei R_{ges} die Parallelschaltung von R_a und $R_c + R_g$ ist. Das Koppelglied kann vernachlässigt werden, wenn sein Widerstand $\gg R_a$ ist und letzteres demnach nicht mehr ins Gewicht fallend belastet. Dann wird

$$V = S \cdot R_a \tag{17}$$

Anders im oberen Frequenzgebiet: Hier ist der Abfall von dem Koppelglied unabhängig. Er wird durch die parallel zum Anodenwiderstand der Röhre I liegende, in Bild 10 gestrichelt angedeutete Röhren- und Schaltkapazität C_s verursacht. Die hohen Frequenzen haben in diesem Fall einen unerwünschten Nebenweg. Spannungsabfall auf 70 % liegt vor, wenn

$$R_a = \frac{1}{\omega C_s}$$

geworden ist. Das dann gültige Ersatzschaltbild zeigt **Bild 11b**. C_k ist daraus ganz verschwunden, es bietet für die hohen Frequenzen praktisch keinen Widerstand. R_i und R_g sind hochohmig gegenüber $R_a \parallel C_s$.

Für tiefe Frequenzen wird der Kopplungsfaktor – d. h. hier: das Verhältnis der weitergegebenen Teilspannung zur Gesamtspannung –

$$p = \left| \frac{\overline{Z}_g}{\overline{Z}_c + \overline{Z}_g} \right| = \frac{R_g}{\left| \frac{1}{j\omega C} + R_g \right|} = \frac{R_g}{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega C}\right)^2 + R_g^2}}$$

$$= \frac{R_g \cdot \omega C}{\sqrt{(R_g\,\omega C)^2 + 1}} \qquad [F;\ \Omega;\ Hz] \qquad (18)$$

Bei hohen Frequenzen erniedrigt sich der wirksame Außenwiderstand auf

$$R_a = \left| \frac{\overline{Z}_a \cdot \overline{Z}_s}{\overline{Z}_a + \overline{Z}_s} \right| = \frac{R_a}{\omega C_s \sqrt{R_a^2 + \left(\frac{1}{\omega C_s}\right)^2}} = \frac{R_a}{\sqrt{(R_a\,\omega C_s)^2 + 1}} \qquad (19)$$

$$[F;\ Hz;\ \Omega]$$

Dem Diagramm in **Bild 12** ist für verschiedene Zeitkonstanten der Kopplungsfaktor p, also das Verhältnis von $\frac{U_g}{U_a}$ zu entnehmen. R_g kann in der Regel nicht beliebig groß gewählt wer-

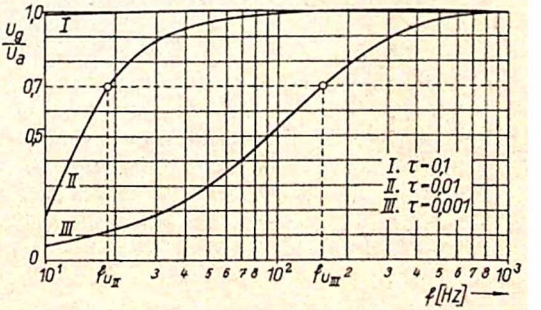


Bild 12. Spannungsverlust bei der RC-Kopplung als Funktion der Frequenz für verschiedene Zeitkonstanten

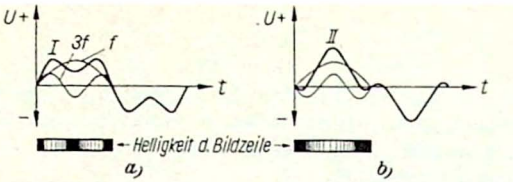


Bild 13. Veränderung der resultierenden Welle bei Phasendrehung der dritten Harmonischen

den, sein Höchstwert ist durch die Röhrendaten vorgeschrieben und liegt meist zwischen 0,5 und 1 MΩ.

Beispiel: $R_g = 1$ MΩ; $C_g = 10\,000$ pF; $f_u = 30$ Hz;
dann wird $\tau = 0{,}01$ und
$p = 0{,}885$.

Wichtig ist die Tatsache, daß die Grenzfrequenz nur für die Ankopplung mittels eines einzigen *RC*-Gliedes, also in der Regel für eine Verstärkerstufe gilt. Bei mehrstufigen Verstärkern wirkt sich natürlich durch die Multiplikation der Verstärkungsfaktoren die Abnahme bei den Grenzfrequenzen wesentlich stärker aus. Wenn der Abfall bei einem *n*-stufigen Verstärker den Wert 0,7 insgesamt nicht unterschreiten soll, darf der Spannungsverlust in den einzelnen Stufen nur $\sqrt[n]{0{,}7}$ sein. Für den zweistufigen Verstärker ist dann nur ein Abfall an den Bandgrenzen auf 84% zugelassen, bei drei Stufen sogar nur auf 92%, und bei vier Stufen auf 96%. Voraussetzung ist hier durchweg, daß Katoden- und gegebenenfalls Schirmgitterkondensator so groß bemessen sind, daß sie den Frequenzgang nicht wesentlich beeinflussen.

In den meisten Fällen, auch in der Elektroakustik, werden an eine phasengetreue Übertragung von Wechselspannungen keine hohen Anforderungen gestellt. Anders verhält es sich bei Impulsen und Bildsignalen im Fernsehen (**Bild 13**). Die resultierende Welle hinter dem Verstärker (b) zeigt, daß sich eine Phasendrehung der 3. Harmonischen um beispielsweise 180° gegenüber dem Eingang (a) eingestellt hat und den Bildinhalt unzulässig verändert.

c) Hochfrequenzsperren

Häufig ist neben der Aufgabe, Gleichspannungen und Wechselspannungen zu trennen, auch das Problem zu lösen, hohe und tiefe Frequenzen zu scheiden. Auch dies ist mit einem *RC*-Glied möglich. Um z. B. zu verhindern, daß Hochfrequenzreste bei der Gleichrichtung im Empfänger in den Niederfrequenzteil kommen, wird dem Kopplungsglied ein Siebglied für die unerwünschte Hf-Spannung nachgeschaltet (**Bild 14**).

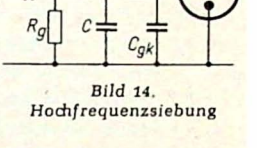


Bild 14.
Hochfrequenzsiebung

$C_k \cdot R_g$ ist die Ankopplungs-Zeitkonstante, $R \cdot C$ das Siebglied bzw. die elektrische Weiche.

Die Wirkung sei anhand eines Beispiels beschrieben ($R = 0{,}1\ \text{M}\Omega$, $C = 100\ \text{pF}$, $\tau = R \cdot C = 10^{-5}$). Es darf angenommen werden, daß R für alle Frequenzen den gleichen Widerstand bietet, anders bei C.

Z_c beträgt bei

30 Hz = 55 MΩ		$p = 1$
15 000 Hz = 0,106 MΩ	und das dazugehörige	$p = 1{,}4$
1 MHz = 1,6 kΩ		$p = 63$.

Selbstverständlich soll durch diese Hochfrequenzsperre der Frequenzgang des Verstärkers möglichst wenig für das Nutzfrequenzband beeinflußt werden. Der Widerstand $\frac{1}{\omega C}$ soll bei 15 kHz nicht kleiner sein als R. Bei Gleichheit mit R verursacht er eine Spannungseinbuße um den Faktor 0,7 ($p = 1{,}4$). Für die niedrigste Tonfrequenz ist Z_c ca. 550mal größer als R ($p \approx 1$). Für Hf (hier 1 MHz) wird dagegen $\frac{1}{\omega C}$ 63mal kleiner als R, d. h. daß die unerwünschte Hochfrequenzspannung auf den 63. Teil geschwächt wird ($p = 63$). Eine Reinigung der Niederfrequenz von Hochfrequenzresten ist vor allen Dingen für die Endstufe von Bedeutung, da sonst leicht unkontrollierbare Effekte entstehen können. Der in Bild 14 in der Schaltung noch bestehende Widerstand R_u soll dazu dienen, die Selbsterregung der End-

stufe auf Ultrakurzwellen zu verhindern. R_u bildet zusammen mit der Gitter-Katodenkapazität C_{gk} der Röhre eine sehr kleine Zeitkonstante.

d) Die Gegenkopplung (Stromgegenkopplung)

Der übergeordnete Begriff ist die Rückkopplung. Darunter versteht man die Rückführung eines Teils der verstärkten Ausgangsleistung eines Verstärkers auf den Eingang. Die Rückkopplung kann positiv, negativ oder imaginär sein.

An dieser Stelle interessiert die negative Rückkopplung oder Gegenkopplung (GK). Der auf den Eingang zurückwirkende Teil der Ausgangsspannung wird gegenphasig (+ 180°) zugeführt und schwächt die ursprüngliche Eingangsspannung. Deshalb tritt bei GK ein Verstärkungsrückgang ein. Da die im Verstärker entstandenen Verzerrungen ebenfalls gegengekoppelt werden, heben sie sich zum großen Teil wieder auf. Eine richtig angewandte Gegenkopplung verbürgt daher hohe Verzerrungsfreiheit. Natürlich lassen sich nur Verzerrungen beheben, die in der GK-Stufe entstanden sind, nicht bereits in der Eingangsspannung enthaltene. Die Gesamtverstärkung zur Erzielung einer bestimmten Ausgangsleistung muß größer sein als ohne GK.

Das Verhältnis Verstärkungsfaktor mit GK zu Verstärkungsfaktor ohne GK

$$g = \frac{V'}{V} \tag{20}$$

wird als *Gegenkopplungsfaktor* bezeichnet[1]).

In der praktischen Schaltungstechnik unterscheidet man zwischen Spannungs-GK und Strom-GK. Die einfachste Strom-GK entsteht durch einen Katodenwiderstand. Fallende Anodenspannung etwa wird durch ihn teilweise wieder ausgeglichen, da infolge des ebenfalls gesunkenen Katodenstromes die negative Gittervorspannung kleiner wird. Für Wechselspannungen schließt ein Katodenkondensator (C_k in **Bild 15**) den Widerstand kurz und mindert oder beseitigt auf diese Weise eine unerwünschte GK, die ja eine Herabsetzung der Verstärkung bedeu-

[1]) Eine ausführliche Darstellung der Gegenkopplung enthält Band 48 der RADIO-PRAKTIKER-BÜCHEREI „Kleines Praktikum der Gegenkopplung".

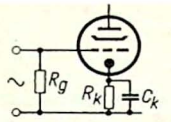
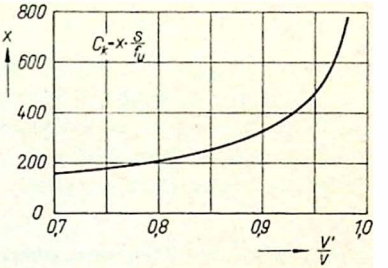


Bild 15. Katodenkombination



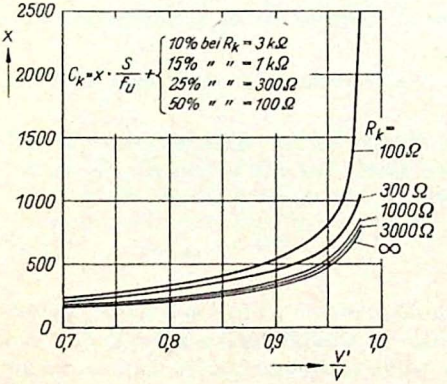


Bild 16. Diagramm zur Ermittlung des Multiplikationsfaktors x unter der Annahme $R_k = \infty$

Links: Bild 17. Diagramm zur Ermittlung von x für verschiedene R_k-Werte

tet. Ist bei der niedrigsten zu übertragenden Frequenz f_u ein Verhältnis $\frac{V'}{V}$ von 0.7 (Abfall auf 70 %) zugelassen, gilt überschlägig die Formel

$$C_k = 160 \frac{S}{f_u} \quad [\mu F;\ mA/V;\ Hz] \qquad (21)$$

Dieser Wert hat nur für eine Verstärkerstufe mit einem einzigen RC-Glied Gültigkeit, kommt also im wesentlichen für Endstufen in Frage. Bei mehreren Stufen gilt sinngemäß das bei der Kopplung Angedeutete. Interessant ist, daß in der Näherungsformel (21) die Zeitkonstante $R \cdot C$ überhaupt nicht mehr erscheint, ihre Bedeutung tritt gegenüber der an der Bildung des Endwertes viel maßgebender beteiligten Röhrensteilheit zurück. Das Dia-

gramm **Bild 16** gestattet es, für beliebige $\frac{V'}{V}$-Verhältnisse den Multiplikationsfaktor x direkt abzulesen.

Zum Diagramm **Bild 17**: Man ersieht daraus, daß dem durch die Vereinfachung $R_k = \infty$ hereingebrachten Fehler durch einen Zuschlag von + 50 % auf den errechneten C_k-Wert in allen Fällen Rechnung getragen wird.

e) Korrektur des Frequenzganges

Wir legen folgende vier Möglichkeiten der Frequenzkorrektur zugrunde:

1. Tiefen-Senkung, 2. Tiefen-Anhebung, 3. Höhen-Senkung, 4. Höhen-Anhebung.

Hierzu ist noch erforderlich, einen Bezugspunkt auf der Frequenzskala festzulegen. Dafür hat sich allgemein die geometrische Bandmitte des Hörbereichs eingeführt:

$$f_m = \sqrt{f_u \cdot f_o} \quad [\text{Hz}], \tag{22}$$

in der Regel 1000 Hz.

Als einfachster Frequenz-Korrektor wirkt ein schwach dimensionierter Koppelkondensator C_k (Bild 18a). – Ein parallel zum Gitterableitwiderstand gelegter Korrektur-Kondensator C schafft einen Nebenschluß für die hohen Frequenzen (Bild 18b). In **Bild 18c** besteht das Frequenzkorrekturglied aus einer Hintereinanderschaltung von R und C, die parallel zum Gitterableitwiderstand liegt. Bei richtiger Wahl von C wird im oberen Frequenzband $Z_c \ll R$ und R_g durch die Parallelschaltung von R erniedrigt. Für die unteren Frequenzen dagegen steigt Z_c rasch an. Ergebnis: Anhebung des unteren Frequenzbandes. Die Größe von R bestimmt die erzielte Spannungs-Differenz zwischen Tiefen und Höhen, während durch C das Übergangsgebiet (f_m) festgelegt wird.

Unsere vierte Forderung schließlich läßt sich nach **Bild 18d** erfüllen. Für tiefe Frequenzen wird die Steuerspannung zwischen R und R_g im Verhältnis der beiden Widerstände aufgeteilt, C ist praktisch unwirksam. Im hohen Frequenzband schließt C den Widerstand R kurz und führt damit für diese

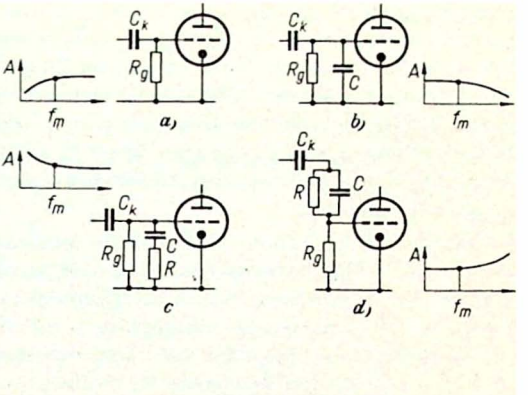


Bild 18. Korrektur des Frequenzganges. a Tiefensenkung, b Höhensenkung, c Tiefenanhebung, d Höhenanhebung

Frequenzen die Spannungen ungeschwächt ans Gitter: Höhenanhebung. Es soll hier nur angedeutet werden, daß selbstverständlich durch Verwendung regelbarer Widerstände und Kondensatoren eine kontinuierliche Veränderung des Frequenzganges zu erreichen ist.

III. Die Zeitkonstante von RC-Gliedern

Während im vorangegangenen Kapitel *RC*-Glieder als frequenzabhängige Widerstände behandelt wurden, sei nun einer anderen, gleichwertigen Betrachtungsweise Raum gegeben. Tatsächlich lassen sich die Vorgänge der Siebung und Kopplung unter dem Gesichtspunkt von Aufnahme und Abgabe elektrischer Ladungen genau so, vielleicht sogar noch anschaulicher, verstehen.

a) Kopplungsglieder

Eine Wechselspannung, die periodisch von einem gleichbleibend positiven Spannungsbetrag auf einen ebenfalls gleichbleibenden negativen Spannungswert springt und umgekehrt, nennt man eine *Rechteckspannung*. Eine solche Spannung, deren positive und negative Verweilzeiten bei unserem Versuch von gleicher Dauer sein sollen, werde durch ein *RC*-Glied 1. Art

(Kopplungsglied) geschickt. Angenommen, deren Augenblickswert erreiche eben seine negative Halbperiode. Auf die linke Seite des Kondensators wird in diesem Moment ein Überschuß an Elektronen geworfen. Die auf der rechten Plattenseite befindlichen Elektronen werden abgestoßen und verlassen diese; die freigewordene Ladung versucht, über R abzufließen. Der einsetzende Strom verleiht dem Verbindungspunkt von R und C negatives Potential.

Während der nächsten Halbperiode herrscht auf der linken Seite von C Elektronenmangel, also positives Potential. Das dadurch auf dem rechten Plattenbeleg entstandene Vakuum wird durch eine Ladung wieder ausgeglichen, die über R zur Platte zurückfließt. Nun herrscht am Verbindungspunkt positives Potential. Ist die Zeitkonstante $R \cdot C$ klein, wird der jeweilige Ladungsausgleich über R relativ rasch vor sich gehen. Daß nur das Produkt $R \cdot C$ maßgebend ist, geht aus folgender Überlegung hervor: Bei kleinem C und großem R ist die jeweils zu transportierende Ladungsmenge klein, denn ein kleines C kann nur eine kleine Ladung aufnehmen. Bei großem C und kleinem R wird sich die nun größere Ladung über den kleineren Widerstand unter Bildung eines entsprechend höheren Stromes genau so schnell ausgleichen.

Ist das Produkt $R \cdot C$ groß gegen die zu übertragende Frequenz der Rechteckspannung, dann wird der Ausgleich der Ladung entsprechend lange Zeit beanspruchen. Bis ein merklicher Teil davon abgewandert ist und sich damit die Spannung ändert, ist längst die nächste Halbwelle eingetroffen, welche den ganzen Vorgang umkehrt. Bei kleiner Zeitkonstante erfolgt der Ausgleich schneller, was zu einer Verformung des zu übermittelnden Zeichens führt.

In **Bild 19** ist die Verformung bei verschiedenen Werten der Zeitkonstante unter Zugrundelegung einer Frequenz von 50 Hz dargestellt. Das Bild führt eindringlich vor Augen, wie notwendig für eine formgetreue Übertragung eine Zeitkonstante ist, deren Wert beträchtlich größer ist als die Periodendauer der tiefsten Übertragungsfrequenz. Von Bedeutung im Hinblick auf unsere früheren Betrachtungen im I. Kapitel ist die Kurve für die Zeitkonstante $\tau = 0{,}01$ sec. Sie ist so lang wie die Halb-

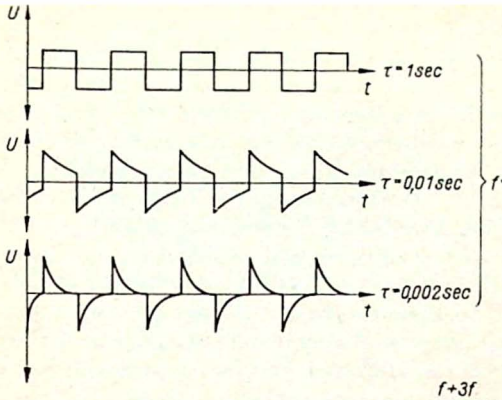
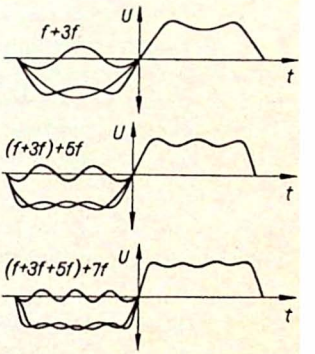


Bild 19. Verformung einer Rechteckspannung durch RC-Kopplungsglieder verschiedener Zeitkonstante



Rechts: Bild 20. Zusammensetzung einer Rechteckkurve aus Grund- und Oberwellen

periode; bis zum Eintreffen der nächsten Halbwelle ist ihre Spannung auf $1/e = 37\,\%$ abgesunken. – Bei noch kleinerer Zeitkonstante hat sich die Ladung schon nach einem Bruchteil der Halbperiode ausgeglichen.

Eine Rechteckschwingung läßt sich mathematisch betrachtet aus ihrer Grundwelle und unendlich vielen ungeradzahligen Oberwellen zusammengesetzt denken; also $f + 3f + 5f + \ldots nf$. Bei der Bildung einer Rechteckschwingung auf diese Weise sind in **Bild 20** stufenweise Grundwelle und dritte Oberwelle, dann das Resultat dieser Addition mit der 5. Oberwelle usw. addiert. Je mehr Oberschwingungen dazukommen, desto mehr schmiegt sich die Kurve der Rechteckform an. Ganz augenscheinlich ist aber, welche Bedeutung der Grundwelle dabei zukommt. Würde

diese nachher wieder abgezogen werden, änderte sich das Kurvenbild grundlegend, jedenfalls in viel höherem Maße als durch Vernachlässigung der einen oder anderen Oberwelle. Wenn wir an dieser Stelle wieder an die Betrachtungsweise des *RC*-Gliedes als Wechselstromwiderstand anknüpfen, so muß nach der dortigen Betrachtungsweise das Kopplungsglied so bemessen sein, daß bei der Übertragung der Rechteckspannung die Grundwelle keine wesentliche Schwächung erfährt.

Mit kleiner werdender Zeitkonstante werden in zunehmendem Maße nur noch die Oberwellen übertragen. In Bild 19 setzt sich die Kurve mit der Zeitkonstante $\tau = 0{,}002$ sec im wesentlichen nur noch aus höheren Harmonischen zusammen. Mathematisch läßt sich dies mit Hilfe der Fourier-Analyse beweisen.

Da, wie gezeigt wurde, zur unverfälschten Verstärkung von Impulsen der behandelten Form die Übertragung eines großen Frequenzspektrums Voraussetzung ist, wurden dafür Breitbandverstärker entwickelt. Wie der Name sagt, sind es Verstärker, die ein sehr breites Frequenzband gleichmäßig verstärken.

b) Zeitkonstante und Signalverformung

Unser Ziel ist, die signalverformenden Einflüsse von *RC*-Gliedern rechnerisch zu erfassen. In **Bild 21a** ist nochmals die Entladekurve eines *RC*-Gliedes, diesmal in einfach logarithmischem Maßstab, gezeichnet. Um weitere Aussagen machen zu können, muß man wissen, wie weit nach bestimmten Zeitpunkten ein Kondensator aufgeladen bzw. entladen ist. Unsere Darstellung zeigt mit einem Blick, daß sich nach der Zeit $t = 2{,}3\,\tau$ Aufladung und Entladung bis auf 10 %, nach $t = 4{,}6\,\tau$ bis auf 1 % und nach $t = 6{,}9\,\tau$ bis auf 0,1 % ihrem jeweiligen Endzustand angenähert haben.

Beispiel: Nach welchem Zeitraum ist die Ladung eines RC-Gliedes mit der Zeitkonstante $\tau = 0{,}1$ sec auf 2 % ihres Ursprungswertes abgefallen?

Dem Schaubild ist zu entnehmen: Nach $4\,\tau$ bzw. nach 0,4 sec.

Die Ladungswerte im Anfang der Entladung sind bei der in Bild 21a gewählten Darstellung nicht mehr abzulesen (linke

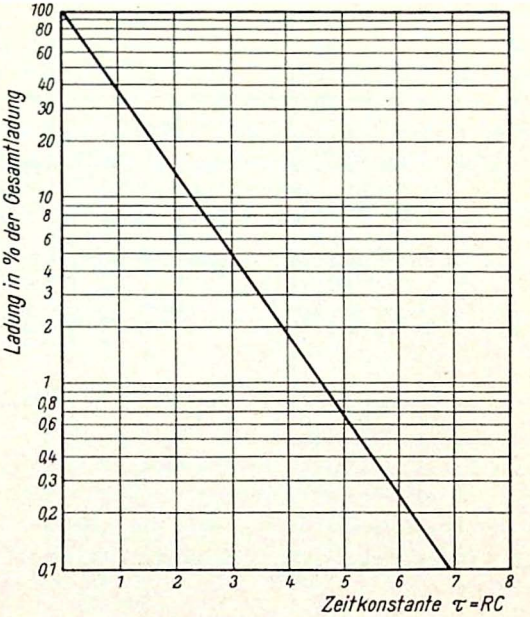


Bild 21a. Entladung eines RC-Gliedes in Abhängigkeit der in τ-Einheiten ausgedrückten Zeit. Die jeweilige Teilladung ist in % der Gesamtladung angegeben. – Das Diagramm gilt auch für die Aufladung von RC-Gliedern. Der jeweilige Ladungszustand ergibt sich hier durch Subtrahieren des dem Diagramm entnommenen Wertes vom Endwert (= 100 %). Zum Beispiel beträgt nach $t = 2{,}3\ \tau$ die Aufladung 100 % – 10 % = 90 % vom Endwert

obere Ecke); sie sind in **Bild 21b** gesondert herausgehoben. Die Ladungswerte im Bereich 0,001 τ...0,1 τ wurden durch den doppelt logarithmischen Maßstab stark gedehnt.

Der bei einem Kopplungsglied während der Übertragung eines Impulses einsetzende Entladevorgang ist gleichbedeutend mit einer Signalverformung. Die Verformung eines Rechtecksignals wie in **Bild 22** wird anschaulich als „Dachabfall" bezeichnet. Er wird durch den Faktor $p/100$ in % der Gesamtamplitude U_0 angegeben.

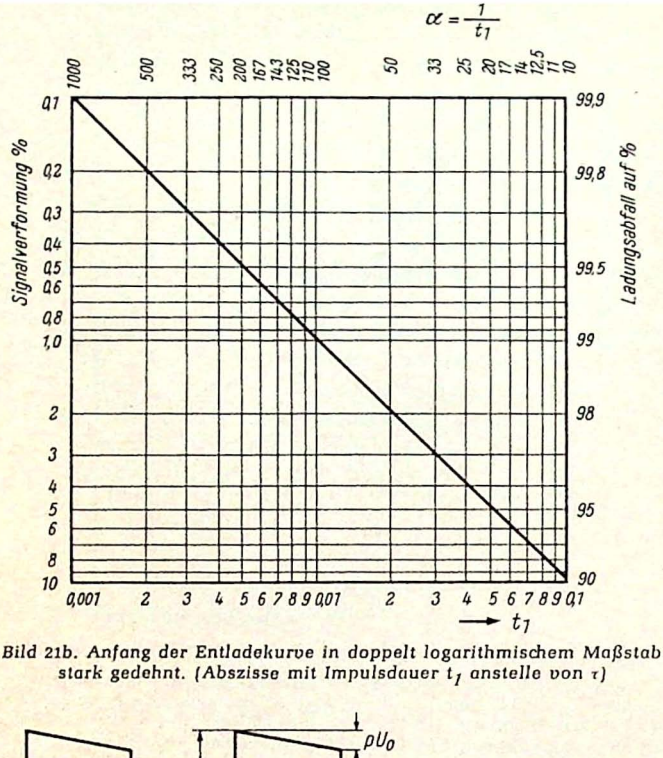


Bild 21b. Anfang der Entladekurve in doppelt logarithmischem Maßstab stark gedehnt. (Abszisse mit Impulsdauer t_1 anstelle von τ)

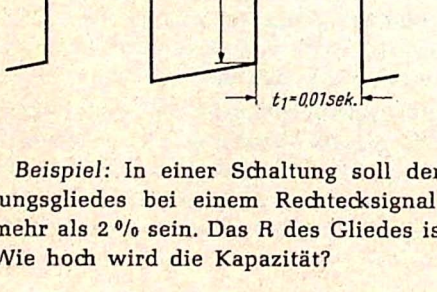


Bild 22. Dachabfall eines Rechtecksignals

Beispiel: In einer Schaltung soll der Dachabfall des Kopplungsgliedes bei einem Rechtecksignal von $f_0 = 50$ Hz nicht mehr als 2 % sein. Das R des Gliedes ist mit 1 MΩ vorgegeben. Wie hoch wird die Kapazität?

Dem Schaubild 21b ist zu entnehmen, daß eine Verformung um 2 % (oder – was das gleiche ist – ein Ladungsabfall auf 98 %) nach 0,02 t_1 eintritt. Bei der Rechteckspannung von $f_0 = 50$ Hz dauert die Halbperiode $t_1 = 0{,}01$ sec. Innerhalb dieser Zeit darf der Dachabfall $p = 2$ % von U_0 erreichen. Bei einer Zeitkonstante $\tau = t_1$ wäre die Entladung nach $t_1 = 0{,}01$ sec bis auf 37 % ihres Anfangswertes fortgeschritten. Um innerhalb der zulässigen Verformung zu bleiben, ist jedoch eine $\alpha = \frac{1}{0{,}02} = 50$mal größere Zeitkonstante notwendig (siehe Diagramm oben). Also wird $\tau = 0{,}5$ sec und das gesuchte $C = 0{,}5$ µF.

Formel für zulässige Signalverformung

$$\tau = \alpha \cdot t_1 \qquad \text{[sec]} \tag{23a}$$

Es bedeuten: t_1 = Breite des zu übertragenden Impulses
$\alpha = 1/t_1$ (obere Reihe im Diagramm 21b)

Soll umgekehrt aus einem Kopplungsglied mit vorgegebener Zeitkonstante die entstehende Verformung errechnet werden, lautet die Formel

$$\alpha = \frac{\tau}{t_1} \qquad \text{[sec]} \tag{23b}$$

Das gewonnene α läßt sich im Diagramm in den gesuchten Prozentwert umformen.

Beispiel: Gegeben $\tau = 0{,}1$ sec, $t_1 = 0{,}004$ sec.

Es wird $\alpha = \frac{\tau}{t_1} = \frac{0{,}1 \text{ sec}}{0{,}004 \text{ sec}} = 25$. Das entspricht einer Verformung um 4 % oder Abfall auf 96 %.

Es sei noch erwähnt, daß die hier behandelten Beziehungen überschlägig auch für Sägezahnspannungen gelten.

c) Differentiation und Integration durch RC-Glieder

Mathematisch gesehen handelt es sich bei der in Bild 19 gezeigten Impulsverformung um die Durchführung einer Differentia-

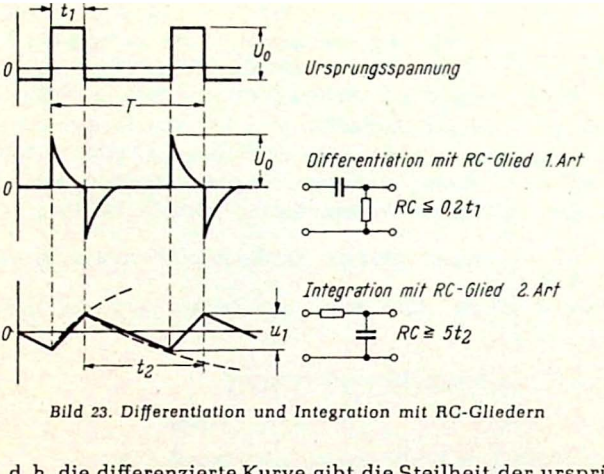


Bild 23. Differentiation und Integration mit RC-Gliedern

tion, d. h. die differenzierte Kurve gibt die Steilheit der ursprünglichen Kurve in jedem einzelnen Punkt wieder. Umgekehrt bedeutet die Integration die Bestimmung der zwischen Kurve und Abszisse eingeschlossenen Fläche. In **Bild 23** ist a die Ausgangsspannung, b und c sind die differenzierte bzw. integrierte Spannung.

Im Sprachgebrauch des Impulstechnikers haben sich die an sich exakten Begriffe „Integration" und „Differentiation" in ihrer Bedeutung geändert und verallgemeinert. So wird unter Differenzieren heute allgemein die Ableitung von Nadelimpulsen aus einer Signalspannung – z. B. Rechteckspannung – verstanden. Die gewonnenen Impulse brauchen dabei nicht alle die Eigenschaften zu besitzen, die eigentlich einer mathematischen Ableitung entsprechen. Dem Impulstechniker kommt es zumeist nur auf spezielle Eigenschaften an, z. B. gute Phasenkonstanz und hohe Flankensteilheit. Vielfach ist auch hier nur entweder der ansteigende oder der fallende Teil des Impulses wichtig, die Form des anderen Kurventeils ist dann völlig uninteressant.

Dies heißt für die Praxis:

Jede Schaltung, in der die *tiefen Frequenzen* besser als die hohen übertragen werden, wirkt *integrierend.*

Jede Schaltung, in der die *hohen Frequenzen* besser als die tiefen übertragen werden, wirkt *differenzierend.*

Wie werden Differenzier- und Integrierglieder bemessen? Bei Differenzieraufgaben wird im allgemeinen gefordert, daß die Ladung bis zum Eintreffen des nächsten Impulses wieder abgeklungen ist. Ladungsausgleich bis auf 1 % des Anfangswertes wird erreicht, wenn τ ca. 5mal (genau 4,6mal) kleiner als t_1 gewählt wird.

Differentiationsformel

$$\tau \leqq 0{,}2 \cdot t_1 \text{ [sec]} \qquad (24)$$

t_1 = Impulsbreite

Der Integrationsvorgang stellt sich als Aufladung einer Kapazität dar. Auf diese Weise läßt sich z. B. eine Rechteck- in eine Sägezahnspannung verwandeln (Bild 23). Eine echte Integration kann man über ein *RC*-Glied 2. Art näherungsweise erreichen, wenn seine Zeitkonstante groß ist. Hierbei wird nur der erste, annähernd lineare Teil der Lade- bzw. Entladekurve ausgenützt. Auf- bzw. Entladung werden jeweils durch das Ende der Impulsphase unterbrochen. Der Linearitätsfehler wird vernachlässigbar, wenn nach der

Integrationsformel

$$\tau \geqq 5\, t_1 \text{ [sec]} \qquad (25)$$

t_1 = Impulsbreite

Bei der Integration mittels *RC*-Glied ist zu beachten, daß die Amplitude der integrierten Ausgangsspannung wesentlich kleiner ist als die der zugeführten Spannung. Erstere wird

$$u_1 = U_0 \cdot \frac{t_1}{\tau} \qquad \text{bei } \tau \geqq 5\, t_1$$

Es sind: U_0 = Eingangsspannung, u_1 = Ausgangsspannung

Beispiel: Beim Fernsehen soll der Horizontal-Synchronisierimpuls differenziert werden. Die Zeilenbreite beträgt $H = 64$ µsec, der *H*-Impuls 11 % davon, also $t_1 = 7{,}04$ µsec.

d) Regelspannungserzeugung

Im Rundfunkempfänger wird mit Hilfe von RC-Gliedern eine Regelspannung erzeugt; sie regelt die Verstärkung, um Schwankungen der Eingangsspannung auszugleichen und die Ausgangsspannung konstant zu halten. Im allgemeinen geschieht die Regelung in der Weise, daß die Eingangsspannung nach entsprechender Hochfrequenzverstärkung gleichgerichtet wird. Die entstehende Gleichspannung ist negativ und wird den Gittern der Hochfrequenzstufen als Vorspannung zugeleitet. Damit ist der Arbeitspunkt der Röhren, je nachdem ob die Regelspannung hoch oder niedrig ist, in Gebiete kleinerer bzw. größerer Steilheit der Kennlinien verlegt. Die Wirkungsweise des Schwundausgleichs im Prinzip ist in **Bild 24** gezeigt.

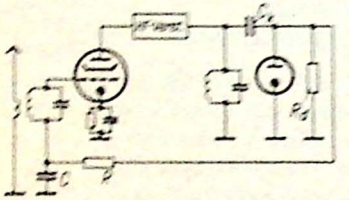


Bild 24. Prinzip des Schwundausgleichs

Wichtig ist noch bei dem Schaltungsbeispiel in Bild 24, daß dort Lade- und Entladezeitkonstante nicht gleich sind. Zwar ist für die Aufladung nur das Produkt $R \cdot C$ maßgebend. Die Entladung erfolgt aber über die in Serie liegenden Widerstände $R + R_4$. Häufig sind unterschiedliche Regelgeschwindigkeiten für Ein- und Ausschwingvorgänge erwünscht.

e) Erzeugung von Sägezahnspannungen

Periodisch wiederkehrende Impulse dienen direkt oder indirekt zur Ablenkung und Steuerung des Elektronenstrahls von Katodenstrahlröhren; sie bestimmen dessen Auftreffpunkt auf dem Bildschirm und die Intensität des Auftreffens; sie bilden gewissermaßen das vegetative Nervensystem von Elektronenstrahl-Oszillograf und Fernsehanlage. Eine der hierfür wichtigsten Impulsformen ist der Sägezahn (**Bild 25**). Im einfachsten Falle

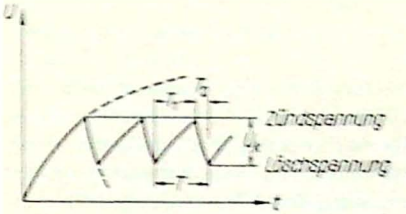


Bild 25. Sägezahnkurve, gewonnen durch periodische Auf- und Entladung eines Kondensators

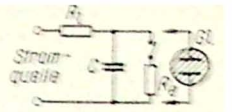


Bild 26. Einrichtung zur Erzeugung von Sägezahnspannungen mit Hilfe eines Schalters bzw. einer Glimmlampe

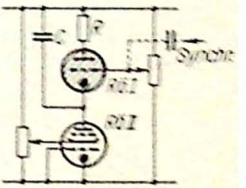


Bild 27. Kippgerät mit Ladepentode und Gastriode

läßt er sich angenähert durch die Aufladung eines Kondensators über einen Widerstand R_l erhalten (**Bild 26**), wenn man dafür Sorge trägt, daß jeweils nach Erreichen einer bestimmten Spannungshöhe der Schalter in Tätigkeit tritt und C über R_e entlädt. Dabei verläuft die Entladung bedeutend schneller als die Aufladung, wenn R_e entsprechend kleiner als R_l ist. Man kann einen selbsttätigen Ablauf dieses Wechselspiels von Aufladung und Entladung erreichen, wenn man R_e nebst Schalter durch eine Glimmlampe ersetzt. Bei Erreichen der Glimmlampen-Zündspannung fließt die Ladung von C über den geringen Innenwiderstand der Glimmlampe soweit ab, bis deren Löschspannung erreicht ist, worauf der Stromfluß aufhört und wieder Aufladung über R_l einsetzt. Der Nachteil einer solchen Anordnung ist ihr nichtlinearer Kurvenanstieg, der ja bedeutet, daß die erste Hälfte der Spannung in kürzerer Zeit erreicht wird als die zweite. Beim Fernsehen und in der Oszillografie würde eine solche Ablenkung zu Bildverzerrungen führen. Weitgehend verringern läßt sich dieser Nachteil, wenn man eine Ladespannung verwendet, die bedeutend größer ist als die benötigte Sägezahn- oder Kippspannung. Man arbeitet dann nur mit einem kleinen Teil der Gesamtladekurve, welche sich der angestrebten Linearität schon bedeutend nähert. Legt man zudem den Arbeitspunkt in den unteren steilen Teil des Kurvenanstiegs, wird die Linearität für manche Zwecke

schon ausreichen. Eine Schaltung mit Pentode und Gastriode zur Erzielung einer weitergehenden Linearisierung der Kippspannung zeigt **Bild 27.**

Die Kippfrequenz ist sowohl durch die Kapazität des Kippkondensators als auch durch die Höhe des Röhreninnenwiderstandes bestimmt. Meist wird die Grobeinstellung der Frequenz durch stufenförmiges Zu- oder Abschalten von Kondensatoren vorgenommen, während die Feinregelung durch Variation der Schirmgitterspannung der Laderöhre mittels Potentiometer geschieht. Kippschaltungen mit Gastrioden werden häufig in Oszillografen verwendet; beim Fernsehen kommen sie aus verschiedenen Gründen nicht mehr vor.

Selten ist die Frequenzkonstanz von selbständigen Kippgeräten sehr groß, diese Forderung läßt sich nur mit entsprechend hohem Aufwand an Schaltmitteln verwirklichen. In der Fernsehtechnik wird deshalb von vornherein auf selbständig arbeitende Kippgeräte verzichtet. Die Schaltung nach Bild 27 ermöglicht über die gestrichelte Leitung ein Synchronisieren. Das dazu nötige Steuersignal für die Einleitung der Entladung wird vom Fernsehsender mit ausgestrahlt und gelangt schließlich (Bild 27) in den Kippkreis, in diesem Falle auf das Gitter der Triode (Rö I). Während diese im normalen Zustand soweit negativ vorgespannt ist, daß kein Anodenstrom fließt, führt der positive Synchronisierimpuls des Senders die Entladung von C über Rö I herbei. Der entsprechende Sägezahn ist in diesem Fall zwangsläufig genau synchron mit dem ankommenden Kommando.

f) Der Sperrschwinger

Bei diesem Kippspannungserzeuger, der viel verbreitet ist, handelt es sich um eine Abwandlung der Audionschaltung (**Bild 28**). Die Rückkopplung ist sehr fest, sie wird durch den Transformator herbeigeführt. Der Hauptunterschied gegenüber dem Audion besteht in den Werten des RC-Gliedes. Die Zeitkonstante ist sehr hoch gewählt. Bei jedem Schwingungseinsatz des Generators wird die negative Halbwelle, die sich über das als Diode wirkende Gitter nicht ausgleichen kann, über den Widerstand R abfließen. Bei der Zeitkonstante $\tau \gg 1 : f$ kann dieser Ladungsabfluß aber nicht bis zum Eintreffen der nächsten negativen Halbwelle

abgeschlossen sein. Am Gitter der Röhre bleibt deshalb eine negative Vorspannung stehen, die so hoch ist, daß die Röhre gesperrt wird und die Schwingungen wieder abreißen. Ein neuer Schwingungseinsatz erfolgt erst, wenn sich die in C gespeicherte Ladung über R so weit ausgleichen konnte, daß in der Röhre wieder Strom einsetzt. Danach wiederholt sich der Vorgang. Zwischen Gitter und Katode entsteht eine Sägezahnspannung. Durch besondere Schaltungen läßt sich auch hier eine Linearisierung des Kurvenanstiegs erzielen.

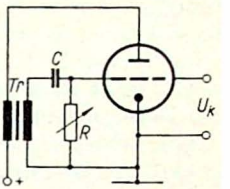
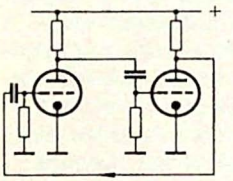


Bild 28. Sperrschwinger

g) Der Multivibrator

Man unterscheidet drei Haupttypen von RC-Generatoren zur Erzeugung von rechteckförmigen Impulsen. Bei dem ersten Typ handelt es sich um die bekannteste Form des selbstschwingenden Multivibrators (abgekürzt MV) (**Bild 29**). Frequenz und Impulsbreite hängen von der Bemessung der Schaltung ab (astabiler



Links: Bild 29. Multivibrator

Rechts: Bild 30. Multivibratorschaltung umgezeichnet

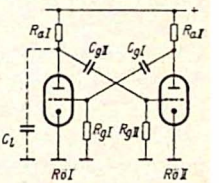
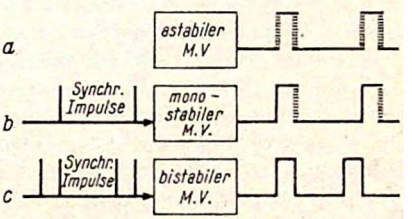


Bild 31. Die drei wichtigsten Multivibrator-Typen:

a) vordere und rückwärtige Impulsflanke durch MV-Schaltwerte bedingt (zwei metastabile Zustände)

b) vordere Impulsflanke durch Synchronisierimpulse, rückwärtige Flanke durch MV-Schaltwerte bestimmt (ein stabiler und ein metastabiler Zustand)

c) vordere und rückwärtige Impulsflanke durch Synchronisierimpulse festgelegt (zwei stabile Zustände)



Generator mit zwei metastabilen Zuständen). Er ist erforderlichenfalls mit Fremdimpulsen synchronisierbar.

Der zweite Typ liefert nach Auftastung durch einen Steuerimpuls einen Rechteckimpuls wählbarer Breite, wartet dann auf den nächsten Auftastimpuls usw. (monostabiler Generator).

Beim dritten Typ endlich gibt das erste eintreffende Signal das Zeichen für den Beginn des Rechteckimpulses, das zweite beschließt ihn, das dritte öffnet, das vierte schließt usw. (bistabiler Generator) (**Bild 31**).

Schlüssel zum Verständnis aller drei Typen ist die Arbeitsweise des ersten Typs.

1. Astabiler Multivibrator

Das Prinzip jedes Röhrengenerators ist die Rückkopplung. Beim Multivibrator (MV) wird die für Mitkopplung notwendige Vorzeichenbeziehung mit zwei *RC*-gekoppelten Röhrenstufen gewonnen, wobei die Ausgangsspannung wieder zurück auf den Eingang geführt ist (Bild 29). Da in diesem Falle die volle Ausgangswechselspannung auf den Eingang ohne Herabsetzung der Spannung zurückwirkt, ist die Kopplung sehr fest. Aus der Umzeichnung der Schaltung (**Bild 30**) geht deutlicher hervor, daß die beiden Stufen vollkommen symmetrisch aufgebaut sind. In einem solchen Falle sind nur zwei stabile Zustände möglich. Theoretisch wäre der Fall denkbar, daß bei Anlegen der Betriebsspannungen und unter Voraussetzung vollkommener Symmetrie beide Röhren einen Strom gleicher Stärke führen würden. Praktisch entspricht dieser Fall der Stabilität einer auf ihrer Kante senkrecht stehenden Postkarte, die natürlich durch den geringsten Impuls aus der einen oder anderen Richtung „umkippt". In Wirklichkeit ist die Symmetrie der beiden Stufen nie vollkommen. Angenommen in der Röhre II fließe, bedingt durch eine kleine Schwankung in der Elektronenemission der Katode, kurzzeitig ein etwas stärkerer Strom. Als Folge davon sinkt an der Anode II die Spannung um einen entsprechend geringen Betrag. Diese Schwankung wird jedoch als negative Spannungsschwankung auf das Gitter I übertragen und führt dort zu einer Verringerung des Anodenstromes. Ihrerseits überträgt die Anode I den dadurch entstandenen positiven Spannungsstoß auf das Gitter II über den

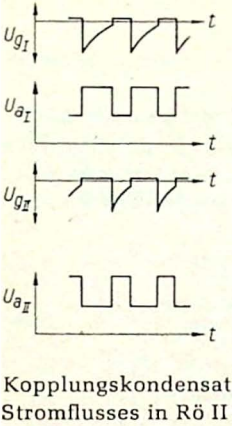
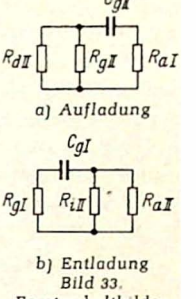


Bild 32. Spannungsverlauf an den Gittern und Anoden der Multivibratorröhren



a) Aufladung

b) Entladung

Bild 33. Ersatzschaltbilder

Kopplungskondensator, was zu einer weiteren Steigerung des Stromflusses in Rö II führt. Dies geht weiter, bis Rö I ganz sperrt und Rö II ihren maximalen Strom führt. Der Zustand dauert solange an, bis die negative Ladung am Gitter I über dessen R_g abgeflossen ist. Das Gitter erhält langsam wieder positives Potential und in Rö I setzt Strom ein. In umgekehrter Richtung wiederholt sich darauf der oben geschilderte Vorgang, bis Rö II vollkommen sperrt und Rö I maximalen Strom führt.

Der Verlauf der einzelnen Gitter- und Anodenspannungen ist in **Bild 32** gezeigt. Die Spannungen an den Anoden vollführen jeweils Sprünge von dem einen in den anderen Zustand. Zwangsläufig entsteht rechteckige Kurvenform. Damit bekommt auch der Name dieses Generators seinen Sinn, er führt nach dem oben Gesagten in seiner Ausgangsspannung ein reiches Spektrum von Oberwellen (Multivibrator = Vielfachschwinger).

Das Ersatzschaltbild eines astabilen MV zeigt **Bild 33** für die Zustände der Auf- und Entladung. Ist beispielsweise Rö I augenblicklich gesperrt, sind im Ladekreis von $C_{g\,II}$ die Widerstände $R_{a\,I}$ und $R_{g\,II} \parallel R_{d\,II}$. R_d ist der Diodenwiderstand der leitend gewordenen Strecke Katode–Gitter. In der gleichen Zeit ist Rö II geöffnet und der Ladungsausgleich von $C_{g\,I}$ erfolgt über $R_{g\,I}$ und die beiden in diesem Falle parallel liegenden Widerstände $R_{i\,II}$ und $R_{a\,II}$. Beim symmetrischen Aufbau der Schaltung, wie sie bisher angenommen wurde, sind die Fluß- und Sperrzeiten gleich lang. Haben jedoch die beiden Kombinationen $R_{g\,I} \cdot C_{g\,I}$ und

$R_{g\,II} \cdot C_{g\,II}$ voneinander abweichende Zeitkonstanten, so verliert auch die Rechteckspannung ihre Symmetrie. Durch geeignete Wahl der Zeitkonstanten lassen sich daher nahezu beliebige Impulslängen einstellen.

Die Berechnung der Grundfrequenz eines MV setzt die Kenntnis der Röhren- bzw. Transistordaten voraus. Die Halbperiode dauert solange an, bis der voll aufgeladene Kopplungskondensator C_g soweit entladen ist, daß die Sperrung der Röhre aufgehoben wird.

Die Entlade-Zeitkonstanten sind nach Bild 33

$$\tau_{E\,1} = C_{g\,I} \left(R_{g\,I} + \frac{R_{a\,II} \cdot R_{i\,II}}{R_{a\,II} + R_{i\,II}} \right) \tag{26a}$$

$$\tau_{E\,2} = C_{g\,II} \left(R_{g\,II} + \frac{R_{a\,I} \cdot R_{i\,I}}{R_{a\,I} + R_{i\,I}} \right) \tag{26b}$$

Die Lade-Zeitkonstanten betragen nach Bild 33

$$\tau_{L\,1} = C_{g\,I} \left(R_{a\,II} + \frac{R_{g\,I} \cdot R_{d\,I}}{R_{g\,I} + R_{d\,I}} \right) \tag{27a}$$

$$\tau_{L\,2} = C_{g\,II} \left(R_{a\,I} + \frac{R_{g\,II} \cdot R_{d\,II}}{R_{g\,II} + R_{d\,II}} \right) \tag{27b}$$

Bei Trioden liegt R_i im allgemeinen in der Größenordnung von 10 kΩ, R_d zwischen einigen 100 Ω und einigen kΩ, R_g zwischen einigen 100 kΩ und 1 MΩ. R_a wird meist zwischen einigen kΩ und einigen 10 kΩ gewählt.

Wenn $R_g \gg R_a \parallel R_i$, gilt hinreichend genau $\tau_E = C_g \cdot R_g$.

Unter Berücksichtigung des exponentiellen Abfalls der Entladespannung wird die Breite des Rechteckimpulses

$$t_1 = \tau_1 \cdot \ln \frac{U_o}{U_{sperr}} \tag{28a}$$

und

$$t_2 = \tau_2 \cdot \ln \frac{U_o}{U_{sperr}} \tag{28b}$$

Darin bedeuten

U_o = kleinste Anodenspannung bei ganz geöffneter Röhre (C_g positiv aufgeladen)

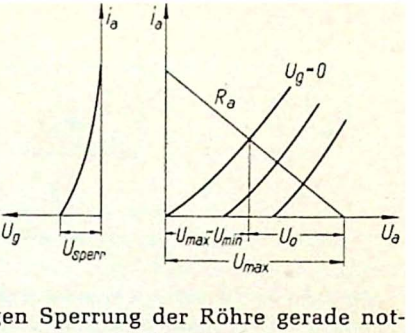


Bild 34. Ia-Ug-Kennlinie (a) und Ia-Ua-Kennlinie (b) einer Röhre. Die Kennlinienwerte sind für die Berechnung der Multivibrator-Frequenz erforderlich

U_{sperr} = die zur vollständigen Sperrung der Röhre gerade notwendige Gittervorspannung. Zu beachten ist außerdem

U_{max} = größte Anodenspannung bei gesperrter Röhre (C_g entladen)

Diese Spannungswerte sind den Kennlinienblättern der verwendeten Röhren zu entnehmen (**Bild 34**).

Die Gesamtperiode setzt sich dann gemäß (28a) und (28b) wie folgt zusammen:

$$T = \frac{1}{f_o} = t_1 + t_2 = (\tau_1 + \tau_2) \cdot \ln \frac{U_o}{U_{sperr}} \qquad (29)$$

Beispiel: Es soll ein MV berechnet werden, der die Bildablenkfrequenz für einen Fernsehempfänger liefert. $f_o = 50$ Hz bzw. $T = 1/50$ sec; $t_1 = 640$ µsec, Röhre ECC 81; $R_i = 10$ kΩ; $U_{max} = 300$ V; $R_a = 10$ kΩ; $R_g = 1$ MΩ; $R_a \parallel R_i \ll R_g$.

Wenn $t_1 = 640$ µsec, ist $t_2 = T - t_1 = 19\,360$ µsec. Aus der Röhrenkennlinie ergibt sich $U_o = 140$ V; $U_{sperr} = -10$ V.

Es ist $$\ln \frac{U_o}{U_{sperr}} = 2{,}64$$

$\tau_1 = 242 \cdot 10^{-6}$ sec; $\tau_2 = 7333 \cdot 10^{-6}$ sec;

$C_1 = 242$ pF ≈ 250 pF; $C_2 = 7333$ pF ≈ 7 nF.

Die Gitterableitwiderstände sind für genauen Abgleich in Festwiderstände und Potentiometer aufgeteilt. In der Regel dürfte ein Regelbereich von ± 10 % des Gesamtwiderstandes für den genauen Abgleich ausreichen.

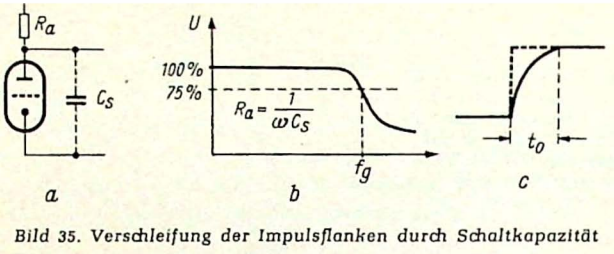


Bild 35. Verschleifung der Impulsflanken durch Schaltkapazität

Mit dem Multivibrator lassen sich auch Sägezahnspannungen erzeugen. Wenn man die in Bild 30 gestrichelt gezeichnete Kapazität zwischen Anoden- und Minuspunkt einer Röhre anschließt, so wird sie sich während der Sperrzeit dieser Röhre über R_a aufladen. Nach Öffnung der betreffenden Röhre findet die gespeicherte Ladung einen Abfluß über den Innenwiderstand dieser Röhre. Voraussetzung für eine Kippspannung kleiner Rücklaufzeit ist, daß der Multivibrator stark unsymmetrisch eingestellt ist und die Kapazität der Röhre zugeordnet wird, die während des größten Teils der Periodendauer gesperrt ist. Je kürzer die Öffnungszeit dieser Röhre, desto kürzer wird auch die Rücklaufdauer sein. Auch hier gilt das weiter oben Gesagte über die Linearität des Spannungsanstiegs. Bei Entnahme einer größeren Spannungsamplitude tritt die Nichtlinearität der Ladekurve immer mehr hervor.

Zu **Bild 35**: Bei der Erzeugung sehr steiler Impulsflanken kann die Schaltkapazität C_s zwischen Anode und Katode eine Verschleifung der Rechteckform bringen. C_s wirkt als Nebenschluß für die höheren Harmonischen der Impulsfolgefrequenz. Zugelassen wird üblicherweise ein Amplitudenabfall auf 70 % bei der Grenzfrequenz. Dann ist $R_a = \frac{1}{\omega C_s}$. Da C_s festliegt, muß u. U. R_a kleiner gewählt werden. Es besteht die Beziehung

$$t_0 = \frac{1}{2 f_g} \qquad (30)$$

f_g = obere Grenzfrequenz, t_0 = Flankensteilheit.

Beispiel: Die geforderte Flankensteilheit (Anstiegszeit) für einen Zeilensynchronisierimpuls betrage $t_0 = 0{,}25$ µsec.

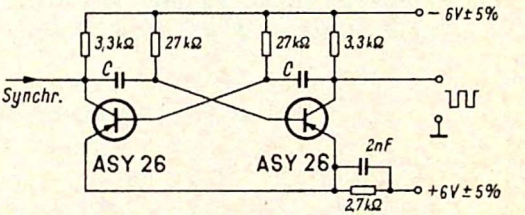
$C_s = 25$ pF; wie hoch wird R_a?

$$t_o = \frac{1}{2\,f_g} \text{ oder } f_g = \frac{1}{2\,t_o} = 2 \cdot 10^6 \text{ Hz} = 2 \text{ MHz};$$

$$R_a = \frac{1}{\omega C_s} = 3 \cdot 10^3\,\Omega = 3\,\text{k}\Omega.$$

Über die *Synchronisierbarkeit* eines astabilen MV können nur einige kurze Angaben gemacht werden. Die Einführung des Synchronisiersignals am Gitter einer der MV-Röhren bringt mitunter Schwierigkeiten, Synchronisierung an der Anode ist empfehlenswerter. Es ist sicherer, eine Röhre durch Synchronisierzeichen zu sperren als zu öffnen. Die sicherste Synchronisierungsart ist demnach die Zuführung *negativer Impulse* an eine der *Anoden*.

Frequenzregelung: Die Eigenfrequenz des astabilen MV läßt sich durch Zufuhr einer Regelspannung an die Gitter seiner Röhren in gewissen Grenzen regeln. Die Gitterableitwiderstände erhalten anstelle von Massepotential die Regelspannung zugeführt. Durch Frequenzvergleich mit einer bekannten Frequenz und Frequenznachsteuerung läßt sich beim astabilen MV hohe Frequenzkonstanz erreichen.



Oben: Bild 36. Astabiler Multivibrator mit Transistoren

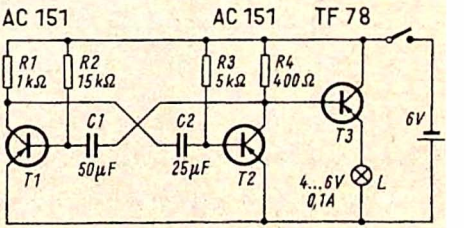


Bild 37. Transistor-Blinkschaltung mit astabilem MV als Taktgeber

Der astabile Multivibrator mit Transistoren in **Bild 36** hat ein Tastverhältnis von 1 : 1. Er liefert eine Amplitude von etwa 2,5 V. Bei Impulssynchronisierung an einem der Kollektoren liegt die maximal erzielbare Frequenz etwa bei 50 kHz ($C \approx 500$ pF). Die Widerstandstoleranzen dürfen nicht größer als 5 % sein, wenn bei den angegebenen Sperrspannungsschwankungen die Schaltung noch betriebssicher arbeiten soll [1][1]).

Hier noch ein Anwendungsbeispiel: In der Transistor-Blinkschaltung in **Bild 37** wird die Glühlampe im Rhythmus der Eigenfrequenz des mit den Transistoren T_1 und T_2 bestückten astabilen MV ein- und ausgeschaltet, bei der angegebenen Dimensionierung etwa 120mal in der Minute. Dabei ergibt sich eine Lichtimpulsdauer von ca. 0,1 sec [2].

2. Monostabiler Multivibrator

Vom astabilen MV unterscheidet ihn der Widerstand R_s (**Bild 38**), der an die Stelle von $C_{g\,1}$ tritt, ferner die stark negative Gittervorspannung von Rö I. Im Normalzustand ist Rö II geöffnet, daher ist die Spannung an der Anode II niedrig. Die über den Spannungsteiler $R_s/R_{g\,1}$ ans Gitter I kommende positive Spannung reicht nicht aus, um die negative Vorspannung $-U_{g\,1}$ aufzuheben. Die Röhre I ist sicher gesperrt. Ein eintreffender negativer Impuls jedoch sperrt Rö II, die Anodenspannung der

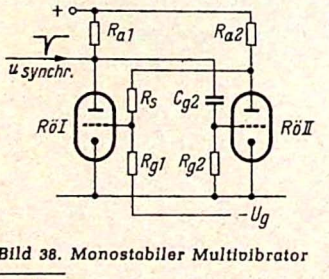


Bild 38. Monostabiler Multivibrator

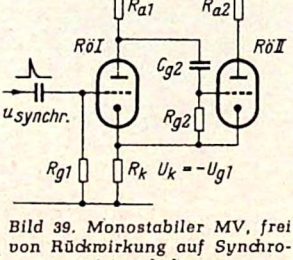


Bild 39. Monostabiler MV, frei von Rückwirkung auf Synchronisierschaltung

[1]) Eckige Klammern umschließen die Literaturhinweise; Zusammenstellung am Schluß des Buches.

Rö II steigt soweit an, daß das Gitter von Rö I entsperrt wird. Rö I wird und bleibt geöffnet, bis die negative Ladung am Gitter von Rö II abgeflossen ist. Dann öffnet Rö II wieder, Rö I wird gleichzeitig gesperrt. Die Dauer dieses Vorgangs hängt von der Zeitkonstante $R_{g2} \cdot C_{g2}$ ab. Erst nach Eintreffen des nächsten Synchronisierimpulses wiederholt sich der Vorgang.

Eine Abart der Schaltung ist in **Bild 39** gezeigt. Die Sperrspannung für das Gitter der Rö I wird durch R_k erzeugt. Die Synchronisierung erfolgt über das von der übrigen Schaltung getrennte Gitter der Rö I. Diese Schaltung ist vorteilhaft, wenn Rückwirkungen auf die Synchronisierschaltung vermieden werden müssen. Für die Dimensionierung der Schaltung gilt

$$R_a > 2\,R_k + \frac{1}{S_{II}}\left[\Omega; \frac{A}{V}\right]$$

3. Bistabiler Multivibrator

Bei ihm ist auch der zweite Kopplungskondensator (C_{g2} in Bild 38) zwischen Gitter und Anode durch einen Widerstand ersetzt. Damit besitzt diese Anordnung zwei vollkommen stabile Zustände. Überführung in den jeweils anderen Zustand ist nur durch Zufuhr eines auslösenden Impulses möglich. Der bistabile MV wird hauptsächlich als Impulsspeicher in Zählketten verwendet.

Bild 40 bringt das Dimensionierungsbeispiel für eine ganz andere Anwendungsmöglichkeit. Die bistabile Kippstufe mit

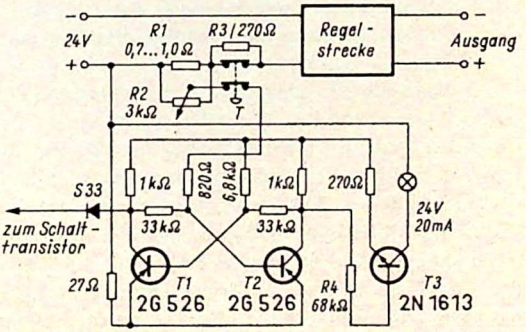


Bild 40. Bistabiler MV als elektronische Sicherung für eine geregelte Niederspannungs-Stromversorgung mit Transistoren

Transistoren wirkt als elektronische Sicherung für eine geregelte Niederspannungs-Stromversorgung eines transistorisierten Geräts. Schmelzsicherungen schützen Transistoren gegen eine kurzzeitige Stromüberlastung nämlich nur mangelhaft, weil sie zu langsam ansprechen. Transistor T 1 führt im Normalbetrieb den zulässigen Verbraucherstrom, T 2 ist gesperrt. An T 2 ist eine Signalstufe über R 4 angekoppelt. Bei einer Erhöhung der Eingangsspannung kippt der bistabile MV in den anderen Betriebszustand, und die Ausgangsspannung an den Klemmen der Stromversorgung wird zu Null. Gleichzeitig leuchtet die Signallampe auf. Durch Betätigen der Taste T kann die Sicherung wieder eingeschaltet werden. Die Ankopplung der Anlage an den Schalttransistor im Regelkreis der Niederspannungs-Stromversorgung erfolgt vom Kollektor des Transistors T 1 über die Siliziumdiode S 33. Die Ansprechgrenze kann mit Hilfe des Potentiometers R_2 zwischen 0,05 und 1,0 A eingestellt werden [3].

h) Frequenzteilung

Eine Voraussetzung für ein ruhig stehendes Bild beim Fernsehen ist ein starres Verhältnis von Bild- und Zeilenzahl. Senderseitig wird dabei die doppelte Zeilenfrequenz zum Ausgangspunkt genommen. Durch mehrfache Teilung dieser Frqeuenz in Frequenzteilerstufen kommt man schließlich zur Bildfrequenz.

Frequenzteilung unter Verwendung eines astabilen MV empfiehlt sich aus Sicherheitsgründen nicht mit höherem Teilerverhältnis als 7 : 1. Die Eigenfrequenz des MV soll etwas niedriger als die gewünschte Frequenz sein. Das genaue Teilerverhältnis wird durch Regelung der Synchronisieramplitude eingestellt (Oszillograf).

Der bistabile MV arbeitet als zuverlässiger Frequenzteiler mit einem Teilerverhältnis 2 : 1 (**Bild 41**, 1...4). (1) ist das zu teilende Rechtecksignal. Es wird differenziert (2), die positiven Spitzen werden durch eine Diode abgeschnitten (3). Nun werden die Impulse nach (3) gleichzeitig beiden Anoden des bistabilen MV zugeführt. Der negative Impuls auf die Anode der gerade geöffneten Röhre ist ohne weiteren Einfluß, doch der gleichzeitig auf die Anode der gesperrten Röhre treffende Impuls bringt die Anordnung zum Umkippen in den anderen Stabilzustand. Das Er-

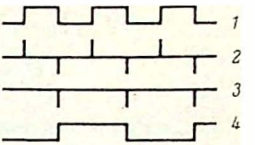


Bild 41. Frequenzteilung 2 : 1 mit bistabilem MV

gebnis ist eine Rechteckspannung (4) von der halben Frequenz der Ausgangsspannung.

Ein Beispiel für eine transistorisierte MV-Anordnung mit einem Teilerverhältnis 5 : 1 ist die Schaltung in **Bild 42.** Die Impulse A der zu teilenden Frequenz werden zunächst wieder differenziert, danach führt man nur die negativen Spitzen den Basiskreisen zu.

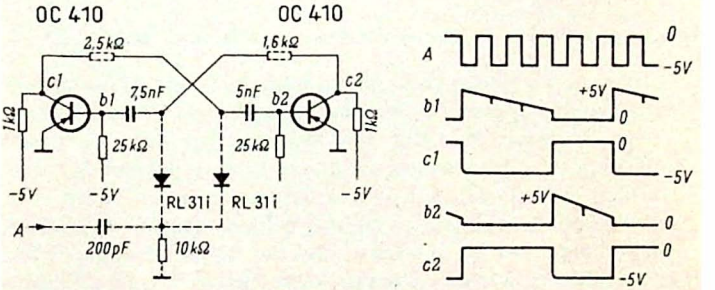


Bild 42. Frequenzteiler 5 : 1

Neben dem Schaltbild sind die Spannungsverläufe an den verschiedenen Punkten der Schaltung gezeigt. Bei der 625-Zeilen-Fernsehnorm beträgt das Verhältnis der doppelten Horizontal-Ablenkfrequenz zur Vertikal-Ablenkfrequenz 5^4 : 1. Die Frequenz kann also im Impulsgeber mit vier hintereinander geschalteten Teilern dieser Art auf den gewünschten Wert herabgesetzt werden.

IV. Die Phasenverschiebung von Wechselspannungen

Schließlich seien nun noch die Gesetzmäßigkeiten und Anwendungsmöglichkeiten besprochen, die sich aus der Eigenschaft von *RC*-Gliedern ergeben, die Phasenlage einer Wechselspannung zu verändern. Grundsätzlich ist diese Wirkung durch das Widerstandsdreieck (Bild 7) beschrieben. Daraus geht auch hervor, daß bei einem einfachen *RC*-Glied für die Frequenz $f = 0$ der Faktor $\frac{1}{\omega C} = \infty$ und damit der Phasenwinkel $\varphi = 90°$ wird. Umgekehrt ist für $f = \infty$ der Faktor $\frac{1}{\omega C} = 0$ und somit $\varphi = 0$. Zwischen diesen beiden Grenzfällen liegt die Skala der praktisch vorkommenden Werte. Die maximal erreichbare Phasendrehung bei einem einfachen *RC*-Glied wird sich also dem Betrag $\varphi = 90°$ höchstens mehr oder weniger annähern können (wegen der Verluste im Kondensator). Um genau 90° zu erreichen, wird man eine Phasenkette aus zwei Gliedern bilden müssen. In diesem Falle addieren sich die Phasenwinkel der beiden Glieder, während jedoch – darauf sei nochmals hingewiesen – Multiplikation der Spannungsteilereigenschaften besteht. Am Ausgang eines *RC*-Gliedes 1. Art eilt der Strom der Spannung voraus, am Ausgang eines solchen 2. Art eilt der Strom der Spannung nach.

a) Die imaginäre oder Blind-Rückkopplung

Es ist häufig wünschenswert, die Resonanzfrequenz eines Schwingkreises aus Spule und Kondensator stetig und trägheitslos zu ändern. Tatsächlich kann man mit einer Röhrenschaltung eine Wirkung erhalten, die der eines Kondensators oder einer Spule weitgehend entspricht. Je nachdem ob *L* oder *C* nachgebildet werden soll, muß der Anodenstrom der Augenblicksspannung um 90° nach- bzw. voreilen. Von der Anode zweigt deshalb ein Rückkopplungsweg ab, in dem ein *RC*-Glied die Phase um den notwendigen Betrag dreht. Am Gitter der Röhre steht dann eine Spannung, die einen ihr phasengleichen Strom steuert. Die

Punkte A und B in **Bild 43a** mögen einem Parallelresonanzkreis aus Spule und Kondensator parallel liegen, so daß zwischen A und B auch die gesamte Wechselspannung dieses Kreises liegt. Die Schwingkreisspannung wird nun über das Gitter der Röhre einen Anodenstrom hervorrufen, der gegenüber der Spannung um 90° voreilt. In diesem Falle arbeitet die Schaltung wie ein Kondensator. Dessen Kapazität ist abhängig von der Größe des Anodenwechselstroms, der wiederum außer von der Größe der Gitterwechselspannung eine Funktion der Röhrensteilheit ist. Wenn also die Steilheit der Röhre verändert wird, so ändert sich in gleichem Maße die durch die Schaltung dargestellte Kapazität. Nun läßt sich aber die Steilheit, wie bekannt, leicht und trägheitsfrei durch die Wahl des Arbeitspunktes, also durch die Gittervorspannung, in gewissen Grenzen beeinflussen. Man hat es damit in der Hand, der Kapazität der Anordnung durch Verändern der Gittervorspannung einen gewünschten Betrag zu geben.

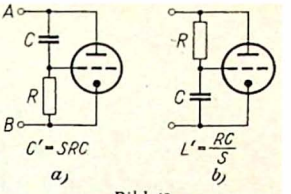


Bild 43.
a) Regelbare Kapazität.
b) Regelbare Selbstinduktion

Welchen Bedingungen muß nun eine solche Schaltung genügen? Einmal soll der Innenwiderstand der Röhre durch die der Anoden-Gleichspannung überlagerte Wechselspannung möglichst wenig beeinflußt werden; wir benötigen also eine Röhre mit kleiner Anodenrückwirkung bzw. kleinem Durchgriff. Pentoden erfüllen diese Forderung hinreichend genau. Wegen der Schwingkreisbelastung soll außerdem der Widerstand des Rückkopplungsweges groß sein. Die Phasendrehung der Schwingkreisspannung wird genügend genau 90°, wenn $\frac{1}{\omega C} \gg R$. Ganz verschwinden darf R nicht, weil ja in diesem Fall auch der Betrag der phasengedrehten Spannung zwischen Gitter und Katode der Röhre Null würde.

Nach dieser grundsätzlichen Betrachtung sei die Wirkungswise der Blindröhre auch quantitativ erfaßt. Die am Gitter der Röhre wirksame Steuerwechselspannung ist unter der oben ge-

machten Annahme $\frac{1}{\omega C} \gg R$ näherungsweise

$$U_g = U \cdot \frac{R}{\frac{1}{\omega C}} = \omega CR \cdot U \qquad (33)$$

Die Abhängigkeit des Anodenwechselstroms sowohl von der Steuerwechselspannung, als auch von der Steilheit der Röhre kommt in der Näherungsformel

$$I_a = S \cdot U_g, \text{ umgeformt } U_g = \frac{I_a}{S} \qquad (34)$$

zum Ausdruck. Beide Werte für U_g gleichgesetzt erbringt

$$\frac{I_a}{S} = \omega CR \cdot U$$

und daraus

$$\frac{1}{\omega} \cdot \frac{I_a}{U} = S \cdot R \cdot C \qquad (35)$$

Nach dem Ohmschen Gesetz ist aber $\frac{I_a}{U} = \frac{1}{R}$, Gleichung (35) geht dann über in

$$\frac{1}{\omega R} = S \cdot R \cdot C \qquad (36)$$

Der Ausdruck auf der linken Seite der Gleichung entspricht aber nach unseren Ergebnissen in Kapitel I (Gleichung 8 umgeformt) einer Kapazität. Der Widerstand der Schaltung ist kapazitiv

$$C' = S \cdot R \cdot C \text{ [F; A/V; Ω]} \qquad (37)$$

Liegt anstelle eines *RC*-Gliedes 1. Art ein solches 2. Art parallel zur Röhre (**Bild 43b**), eilt U_g und damit der Anodenstrom der Anodenspannung um 90° nach, und die Anordnung hat die Eigenschaften einer Selbstinduktion. Das Ergebnis der in ähnlicher Form wie eben durchzuführenden Ableitung lautet

$$L' = \frac{R \cdot C}{S} \qquad \text{[H; A/V; Ω; F]} \qquad (38)$$

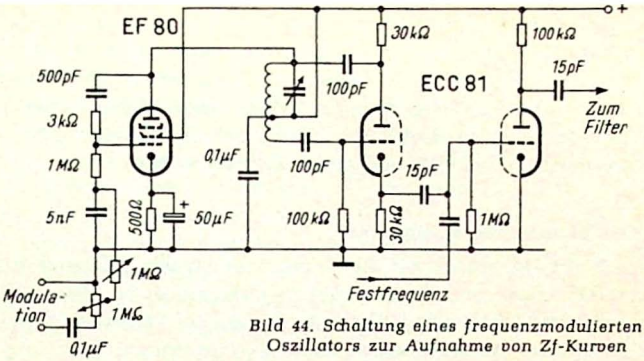


Bild 44. Schaltung eines frequenzmodulierten Oszillators zur Aufnahme von Zf-Kurven

Auch eine Spule bewirkt eine Phasendrehung von 90°, und so gibt es selbstverständlich Schaltungen, die als phasendrehende Mittel im Rückkopplungsweg *RL*-Glieder verwenden. Auch mit ihnen lassen sich sowohl Kapazität wie Induktivität nachbilden. Die natürlichen Grenzen aller dieser Schaltungen sind dort erreicht, wo unsere oben angenommenen Vereinfachungen und Vernachlässigungen nicht mehr zulässig sind. Es ist also nicht möglich, mit solchen Blindröhren beliebig große Kapazitäten zu erzielen. Um bei unserem durchgerechneten Beispiel zu bleiben:

Bei großen Frequenzänderungen wird sich der Wert $\frac{1}{\omega C}$ ändern, damit auch das Spannungsteilerverhältnis und I_a. Auch der Phasenwinkel bleibt nicht konstant, die „Güte" des Blindwiderstandes wird herabgesetzt.

Regelbare Blindwiderstände haben eine Reihe von Anwendungsgebieten gefunden. Außer bei der Frequenzmodulation spielen sie beispielsweise bei der Aufnahme von Resonanzkurven, bei der automatischen Scharfabstimmung des Oszillatorkreises von Rundfunkempfängern und der Frequenzkonstanthaltung von Oszillatoren allgemein eine Rolle. Die Schaltung in **Bild 44** dient zur Aufnahme und zum Abgleich von Resonanzkurven mit dem Oszillografen. Im linken System der ECC 81 wird eine Frequenz um 4 MHz erzeugt. Die Röhre EF 80 ist als Blindröhre geschaltet und beeinflußt die Frequenz im Takt der

Steuerspannung. Danach erfolgt Überlagerung mit einer stabilen Meßsenderfrequenz, die so gewählt ist, daß die Differenzfrequenz im Zf-Bereich liegt. Frequenzhub ca. ± 25 kHz. Die frequenzmodulierte Zf wird einem zu prüfenden Zf-Filter zugeführt. Ein an dessen Ausgang angeschlossener Oszillograf gibt die Resonanzkurve des Untersuchungsobjektes wieder.

b) Der Phasenschiebergenerator

Im II. Kapitel wurde auf die Gefahr der Schwingneigung einer Verstärkerstufe mit Gegenkopplung hingewiesen, wenn sich durch Nichtbeachtung der Phasenbedingungen Phasendrehungen um 180° oder ein Vielfaches davon für bestimmte Frequenzen bilden. Die – dort unerwünschte – Möglichkeit einer Schwingungserzeugung mit *RC*-Gliedern hat vor allem auf dem Tonfrequenzgebiet eine ungeheure Verbreitung erlangt (*RC*-Generatoren).

Aus demselben Grund, weshalb mit einem einzigen *RC*-Glied eine Phasendrehung von genau 90° nicht zu erreichen ist, läßt sich mit zwei Gliedern die Phase nicht um 180° schieben. Deshalb verwendet der Phasenschieber-Generator ein mindestens 3gliedriges RC-Netzwerk, wobei die erforderlichen Rückkopplungsbedingungen sowohl mit Gliedern 1. Art (**Bild 45**) als auch 2. Art (**Bild 46**) hergestellt werden können. Die *R*- und *C*-Werte der Kette sind untereinander im allgemeinen gleich, in jedem Glied entsteht dann durchschnittlich eine Phasenverschiebung von ungefähr 60°. Genau stimmt dies allerdings nicht, denn unter Zugrundelegung

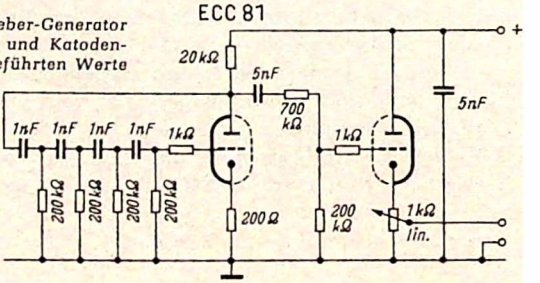


Bild 45. Phasenschieber-Generator mit RC-Kette 1. Art und Katodenverstärker; die aufgeführten Werte ergeben eine Frequenz von ungefähr 650 Hz

einer gleichen Wirkung aller Glieder würde man einen Spannungsteilerfaktor $k = 8$ erhalten, es wäre also 8fache Verstärkung nötig. Hierbei wurde aber die Belastung der beiden ersten Glieder durch die jeweils nachfolgenden außer Betracht gelassen. Diese Vernachlässigung ist hier nicht mehr zulässig. Auf das genaue Rechenverfahren sei hier verzichtet. Für eine 3gliedrige *RC*-Kette erhält man als tatsächlichen Spannungsteilerfaktor

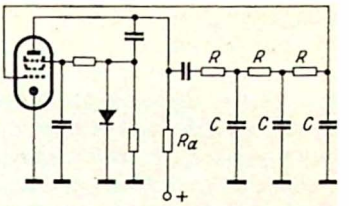


Bild 46. Phasenschieber-Generator mit RC-Kette 2. Art

$$k = 29,$$

und zwar für Glieder 1. und 2. Art. Die Frequenz, für welche die Phase 180° wird, ist für eine Kette 1. Art

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{6} \cdot RC} \qquad [\mathrm{Hz};\ \Omega;\ \mathrm{F}] \qquad (39)$$

und für eine Kette 2. Art

$$f_0 = \frac{\sqrt{6}}{2\pi \cdot RC} \qquad [\mathrm{Hz};\ \Omega;\ \mathrm{F}] \qquad (40)$$

Zur Erzielung einer rein sinusförmigen Schwingung ist besonders darauf zu achten, daß die Röhre nicht übersteuert wird. Die Größe der gewonnenen Wechselspannungsamplitude ist somit auf einen bestimmten Betrag zu begrenzen. Verzerrungen könnten bei zu großer Aussteuerung sowohl durch die Kennlinienkrümmung der Röhre als auch durch Gitterstromeinsatz entstehen. Im Gegensatz zum Schwingkreis-Oszillator, bei dem die Resonanzeigenschaften des *LC*-Kreises für eine Reinigung der Schwingung von Oberwellen sorgen und außerdem die Gitterkombination die Amplitude automatisch begrenzt, gehen hier alle Verzerrungen in voller Größe ein. Als Folge von Übersteuerungen entstehen ein hoher Klirrfaktor und eine Frequenzänderung in Richtung tieferer Frequenzen, da nunmehr auch die übrigen Daten der Schaltung, vor allem Röhreneigenschaften, an der Frequenzbildung teilnehmen. Meist wird die Regelspan-

nung durch Gleichrichtung eines Teils der Anodenwechselspannung gewonnen, die gesiebte Regelspannung (Bilder 45 und 46) legt nunmehr entweder über das Steuergitter oder über das Bremsgitter den Arbeitspunkt der Röhre fest. Will man die Regelspannung nicht erst hinter einer Trennröhre gewinnen, was selbstverständlich auch möglich ist, so ist ein kleiner Außenwiderstand R_a für den Generator zu nehmen, sonst würden durch die Gleichrichterstrecke zur Regelspannungserzeugung neue Verzerrungen entstehen, denn während einer Halbwelle liegt die geöffnete Gleichrichterstrecke parallel zum Außenwiderstand und setzt diesen herab. Wenn es auf stabile Frequenz- und Klirrgradverhältnisse ankommt, empfiehlt sich jedoch immer der Aufwand einer Trennstufe. Dann lassen sich mit *RC*-Generatoren Klirrfaktoren in der Größenordnung von 0,1 bis 0,2 % erzielen.

Damit wirklich nur die in den Beziehungen (39) und (40) angegebenen Faktoren die Frequenz bilden, ist auch auf eine ausreichende Bemessung des Katodenkondensators und gegebenenfalls der Schirmgitterkombination zu achten. Andernfalls kann durch diese Elemente ein unerwünschter Phasengang und damit eine Frequenzänderung in die Schaltung gebracht werden. Den Formeln ist zu entnehmen, daß durch Änderung von *R* wie auch von *C* eine Möglichkeit besteht, die Frequenz abzustimmen. Um – analog zu einem Schwebungssummer – ein Frequenzband von 50 Hz bis 10 000 Hz zu bekommen, müßte ein Dreifach-Drehkondensator mit einer Kapazitätsvariation von 1 : 200 vorgesehen werden. Die handelsüblichen Aggregate lassen aber nur ein Verhältnis von 1 : 10 zu. Mit Widerständen ließe sich zwar dieser Bereich überstreichen. Hier gibt es aber eine neue Schwierigkeit. Wenn die Ausgangsamplitude nicht beträchtlich schwanken darf, ist eine gute Gleichlaufgenauigkeit nötig, die zwar von Mehrfach-Drehkondensatoren erfüllt wird, nicht so leicht jedoch von Potentiometern. In der Praxis unterteilt man deshalb den Frequenzbereich in mehrere Stufen mit Hilfe von abgeglichenen Festwiderständen, das Gebiet innerhalb dieser Stufen wird dann von einem Drehkondensator abgestimmt.

Natürlich kann man auch nur das *R* oder *C* eines einzigen Phasengliedes verändern. In diesem Falle geht aber eine Frequenzänderung nur mehr mit der Wurzel aus der Kapazitäts-

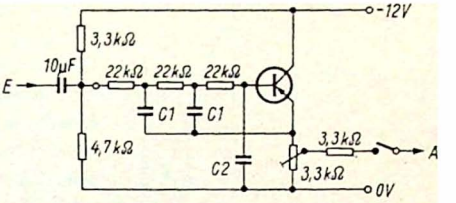


Bild 47. Aktives RC-Tiefpaßfilter mit Transistor

bzw. Widerstandsänderung ein. Eine Kapazitätsänderung von 1 : 10 bewirkt – nunmehr wie beim *LC*-Schwingungskreis – eine Frequenzvariation von 1 : 3,3. Da hierbei jedoch das Spannungsteilerverhältnis gestört ist, wird sich auch die Ausgangsspannung entsprechend ändern.

Bei 3gliedrigen Netzwerken ist die für die Erfüllung der Rückkopplungsbedingungen erforderliche Röhrenverstärkung $\geqq 29$. Mit einer Triode läßt sich diese Bedingung nicht mehr erreichen, vielmehr sind dafür Pentoden erforderlich. Phasenschieber-Ketten, bestehend aus vier Gliedern, erbringen, wenngleich man vielleicht das Gegenteil erwarten würde, eine geringere Dämpfung, natürlich bei geändertem Phasenwinkel. Der Spannungsverlust beträgt nur noch 18,4 : 1, ein Wert, der auch mit einer normalen Triode noch zu beherrschen ist (Bild 45). Eine weitere Erhöhung der Zahl der Kettenelemente bringt keine wesentlichen Vorteile mehr, wie die Zusammenstellung **Tabelle 3** zeigt. Sie enthält jeweils auch die zugehörigen Formeln zur Berechnung der Frequenzen.

Tabelle 3

n (Zahl der Glieder)	v (U_E/U_A)	f (1. Art) (MΩ) (pF) (kHz)	f (2. Art)	φ ca. pro Glied
3	29	$\frac{65}{RC}$	$\frac{390}{RC}$	60°
4	18,4	$\frac{133}{RC}$	$\frac{190}{RC}$	45°
5	15,5	$\frac{215}{RC}$	$\frac{118}{RC}$	36°
10	12,4	$\frac{865}{RC}$	$\frac{39}{RC}$	18°

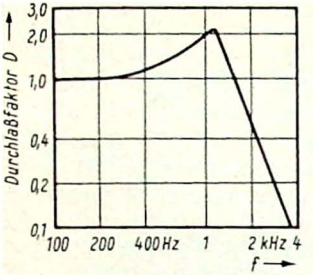


Bild 48. Durchlaßkurve der Schaltung nach Bild 47 bei C_1 = 6,8 nF und C_2 = 1,5 nF

Normale RC-Hochpaß- und -Tiefpaßfilter bringen Dämpfungsverluste, die man vermeiden kann, wenn man verstärkende Elemente, also Röhren oder Transistoren, in die Filterschaltung einfügt. Im **Bild 47** wird das Beispiel eines aktiven RC-Tiefpaßfilters in einer Emitterfolgerschaltung vorgestellt, deren Spannungsverstärkung etwa = 1 ist. Dadurch tritt keine Gefahr der Selbsterregung auf. Die Durchlaßkurve **Bild 48** zeigt den Frequenzgang der Anordnung bei der angegebenen Dimensionierung. Durch Variation von C 1 und C 2 läßt sich der Kurvenverlauf in weiten Grenzen beeinflussen. – Wird anstelle einer RC-Kette 2. Art eine solche 1. Art verwendet, wirkt die Anordnung als aktiver Hochpaß.

c) RC-Generator mit Phasenumkehrröhre

Noch ein weiterer Weg wird bei der Erzeugung sinusförmiger Schwingungen mit Hilfe von Widerständen und Kondensatoren häufig beschritten. Eine Rückkopplung über zwei Röhren, wie beim Multivibrator, erbringt von vornherein die erforderliche Gesamt-Phasendrehung von 360°. Wenn dafür gesorgt wird, daß eine Frequenz am Gitter einer der beiden Röhren besonders begünstigt ist, wird sich diese erregen. Die RC-Schaltung in **Bild 49** liefert bei der Frequenz maximale Spannung am Ausgang, bei

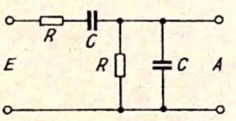
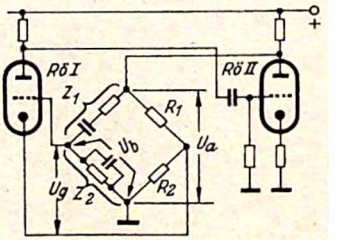


Bild 49. Selektives RC-Filter



Rechts: Bild 50. RC-Generator mit Wien'scher Brücke

der das Verhältnis $R/Z_c = \omega \cdot C \cdot R$ gleich 1 wird, wenn also $R = \frac{1}{\omega C}$ ist. In **Bild 50** ist in den einen Zweig eines Multivibrators eine Brückenschaltung gelegt, die nach diesem Prinzip aufgebaut ist (Wien-Brücke). Es wird offenbar

$$\frac{\overline{U}_b}{\overline{U}_a} = \frac{\overline{Z}_2}{\overline{Z}_1 + \overline{Z}_2}$$

$$\overline{Z}_1 = R + \frac{1}{j\omega C} \; ; \overline{Z}_2 = \frac{R \cdot \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} \tag{41}$$

Nach Einsetzen dieser Werte in Gleichung (40) erhält man:

$$\frac{\overline{U}_b}{\overline{U}_a} = \frac{\frac{R/j\omega C}{R + \frac{1}{j\omega C}}}{R + \frac{1}{j\omega C} + \frac{R/j\omega C}{R + \frac{1}{j\omega C}}} = \frac{1}{1 + \frac{\left(R + \frac{1}{j\omega C}\right)^2}{\frac{R}{j\omega C}}}$$

$$\frac{\overline{U}_b}{\overline{U}_a} = \frac{1}{3 + j\left(\omega CR - \frac{1}{\omega CR}\right)} \tag{42}$$

$\overline{U}_b$ nimmt ein Maximum an, wenn sich die Phasenwinkel des oberen und unteren Brückenzweigs (Z_1 und Z_2) gegenseitig aufheben, wenn – mit anderen Worten – der Imaginärteil unter dem Bruchstrich Null wird. Daraus folgt

$$\omega = \frac{1}{RC}$$

und die Resonanzfrequenz

$$f_o = \frac{1}{2\pi \cdot RC} \qquad [\text{Hz}; \Omega; \text{F}] \qquad (43)$$

Aus dem Ausdruck (42) geht hervor, daß

$$\frac{\overline{U}_b}{\overline{U}_a} = \frac{1}{3}, \text{ also } \overline{U}_b = \frac{\overline{U}_a}{3}, \qquad (44)$$

womit sich auch das Verhältnis $\overline{Z}_1 : \overline{Z}_2 = 2 : 1$ herausstellt. Brükkengleichgewicht herrscht, wenn auch $R_1 : R_2 = 2 : 1$. Dann ist aber U_g = Null, und die Rückkopplungsbedingungen sind nicht erfüllt. Es ist also eine geringfügige Verstimmung der Brücke notwendig.

R_2 hat bemerkenswerterweise nicht nur die Rolle eines Brükkengliedes, es ist auch gleichzeitig Katodenwiderstand und damit in seiner Größe von den Röhrendaten her festgelegt. R_1 wird entsprechend obiger Gleichung rund doppelt so groß wie R_2. Beide Widerstände sind niederohmig. R_1 belastet die Röhre II beträchtlich, weshalb diese in der Lage sein muß, die notwendige Leistung aufzubringen. Eine gute Entzerrung erfolgt durch die Stromgegenkopplung mit R_2. Da insgesamt nur eine Verstärkung von dem Faktor 3 notwendig ist, kann eine starke GK zugelassen werden, die sich nur günstig auf die Reinheit der Kurvenform auswirkt. Trotzdem darf auch bei diesem Generator auf eine Verstärkungsregelung nicht verzichtet werden. Diese ist durch belastungs- bzw. spannungsabhängige Widerstände für R_1 oder R_2 zu erreichen.

Wird der Widerstand R_2 durch einen Kaltleiter, also durch einen Widerstand, der in kaltem Zustand kleiner ist als in heißem, gebildet (z. B. Glühlampe), so wird sich bei größer werdender Schwingungsamplitude R_2 erhöhen, den Verstärkungsgrad herabsetzen und damit den gewünschten Gleichgewichtszustand wieder herstellen. Verwendet man für R_2 einen Festwiderstand und für R_1 einen Heißleiter, dessen Widerstand also bei zunehmendem Strom abnimmt, läßt sich gleichfalls eine Stabilisierung erreichen. Ein wesentlicher Unterschied zwischen beiden Möglichkeiten besteht darin, daß R_1 nur vom Wechselstrom, R_2 dagegen auch vom Katodengleichstrom der Röhre durchflossen wird. Wichtig ist auch hier, daß die Regelzeitkonstante größer gewählt

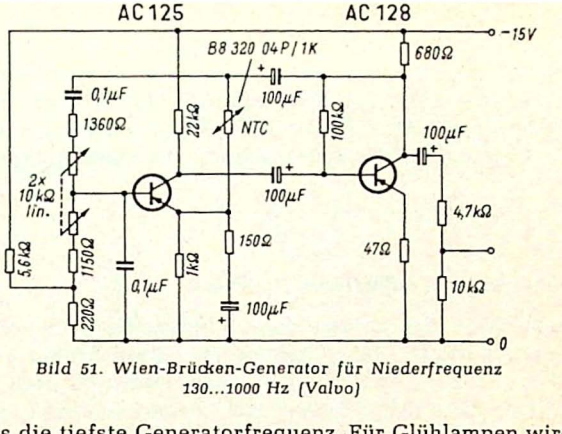


Bild 51. Wien-Brücken-Generator für Niederfrequenz 130...1000 Hz (Valvo)

wird als die tiefste Generatorfrequenz. Für Glühlampen wird die untere Grenze mit ca. 20 Hz, für Heißleiter mit rund 10 Hz angegeben.

Die Frequenzregelung geschieht auch hier unter gleichzeitiger Veränderung sämtlicher *R*- oder *C*-Elemente des komplexen Zweigs der Brücke, in diesem Falle mit Doppelpotentiometer oder Doppeldrehkondensator. Alles in allem ist beim Vergleich der beiden Schwingungserzeugungsarten der Brückenschaltung der Vorzug zu geben, wenn es auf hohe Stabilität, Frequenzkonstanz und Klirrfreiheit der erzeugten Schwingung ankommt (**Bild 51**).

d) Phasenschieberverstärker

Eine Phasenschieberanordnung nach Bild 50 oder 51, die bei dreigliedrigem Netzwerk eine kleinere Gesamtverstärkung als 29 aufweist und die Rückkopplungsbedingungen $k \cdot V \geqq 1$ nicht mehr erfüllt, wird die Eigenschaften eines selektiven Verstärkers annehmen, wenn man nur dafür sorgt, daß man hinrei-

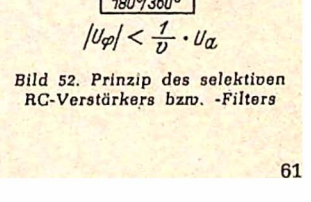


Bild 52. Prinzip des selektiven RC-Verstärkers bzw. -Filters

chend weit vom Selbsterregungspunkt entfernt bleibt. Je nachdem, ob dem Eingang des Verstärkers die Frequenz f_0 mit 180° oder 360° Phasendrehung wieder zugesetzt wird, findet eine vollkommene Unterdrückung dieser Frequenz (Sperrfilter) oder aber alleiniger Durchlaß (Durchlaßfilter) statt (**Bild 52**). $U\varphi$ ist die dem Eingang wieder zugeleitete phasengedrehte Ausgangsspannung, ihr Betrag $< \frac{1}{V} \cdot U_a$.

e) Verstärker mit selektivem Netzwerk

Entsprechend der zweiten Art, Schwingungen zu erzeugen, die die notwendige Phasendrehung über zwei Stufen erbringt, wobei die erzeugte Frequenz von einem Netzwerk nach Bild 49 ausgewählt wird, läßt sich auch ein Verstärker bauen, der entweder nur eine bestimmte Frequenz durchläßt oder sperrt. Auch hier ist das Netzwerk mit der Eigenschaft einer natürlichen, nicht durch Rückkopplung allein erreichten Selektion dem Verstärker nach dem rein phasenschiebenden Prinzip überlegen.

Seit längerem ist das Doppel-T-Filter (**Bild 53**) viel verbreitet. Seine Wirkung ist ähnlich der einer Wien'schen Brücke, doch bietet sich hier der Vorteil eines gemeinsamen Nullpunktes von Ein- und Ausgang. Es setzt sich aus der Parallelschaltung eines Hochpaß- und eines Tiefpaßfilters zusammen. Zum besseren Verständnis der Wirkungsweise ist das Filter in **Bild 54** als Brücke dargestellt. Die Eingangsspannung $\bar{u}$ wird an den Punkten 1 und 3 zugeführt, die Ausgangsspannung $\bar{u}'$ an 2 und 3 abgenommen. Die Belastung durch den Nullzweig sei vernachlässigt. Dann werden bei durchlaufender

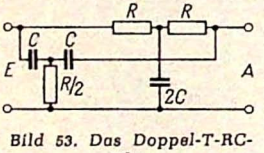
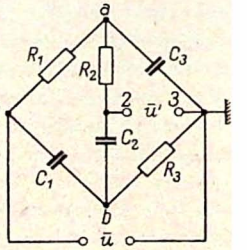
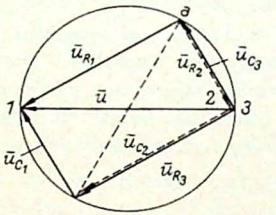


Bild 53. Das Doppel-T-RC-Filter



Rechts: Bild 54. Doppel-T-Filter als Brückenschaltung



Unten: Bild 55. Vektordiagramm des Doppel-T-Filters für $f = f_0$

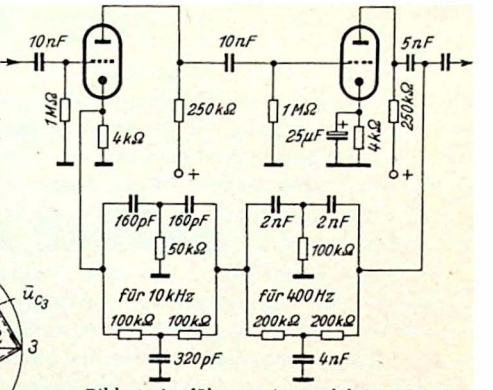


Bild 56. Ausführung eines selektiven RC-Verstärkers. Nur die Frequenzen 400 Hz und 10 kHz können den Verstärker passieren

Frequenz die Spannungen an R_1 und C_3, sowie an R_3 und C_1 im Vektorbild je einen Halbkreis durchlaufen (**Bild 55**). Der geometrische Ort des Potentials zwischen a und b ist demnach ein Kreis mit dem Durchmesser $\bar{u}$. Eine weitere Phasendrehung zwischen a und b erfolgt durch R_2 und C_2 (Vektoren gestrichelt eingezeichnet). Spannungs-Null am Ausgang zwischen den Punkten 2 und 3 wird sich einstellen, wenn die Potentiale der Punkte 2 und 3 im Vektorbild sich decken. Die Frequenz, bei der diese Verhältnisse eintreten, ist am Ausgang gelöscht.

Wählt man die Kapazitäten im Längszweig zu C, die Kapazität im Querzweig zu $2\,C$, die Längswiderstände zu R, den Querwiderstand zu $R/2$, so ist die Sperrfrequenz

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot RC} \qquad [\mathrm{Hz};\ \Omega;\ \mathrm{F}] \qquad (45)$$

Daß sich auf diese Weise trotz der geringen Selektion der Netzwerke Resonanzwerte wie mit normalen Schwingungskreisen erzielen lassen, ist der Wirkung der Rückkopplung zuzuschreiben.

Das Ausführungsbeispiel eines selektiven Verstärkers, wie er in einer Industrieschaltung verwirklicht wurde, zeigt **Bild 56.**

Am Ausgang des Verstärkers interessieren nur die beiden Frequenzen 0,4 kHz und 10 kHz. Von dort gelangt die Spannung einerseits zur weiteren Verwendung, ein Teil wird als Gegenkopplungsspannung auf die Katode der Röhre I alle Frequenzen so stark gegenkoppeln, daß sie im Ausgang nicht mehr erscheinen. Ausgenommen davon sind nur die durch die beiden hintereinander liegenden Doppel-T-Filter bestimmten Frequenzen, für welche die Gegenkopplungsspannung an der Katode Null wird und die deshalb den Verstärker ungehindert passieren können.

Auf solche Weise lassen sich nach den Prinzipien von Rückkopplung und Gegenkopplung Schwingungen erzeugen, verstärken und sperren, ohne daß eine echte Pendelung von Energie wie im Schwingungskreis notwendig wäre. Die Selektion läßt sich nahezu beliebig hoch treiben bei völlig stabilen elektrischen Verhältnissen.

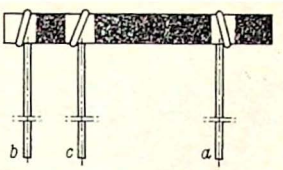
V. Neue Techniken

RC-Kombination als Bauelement

Neuerdings werden häufig benötigte RC-Kombinationen bereits als komplette Schaltelemente mit den entsprechenden Anschlüssen geliefert. Sie bestehen aus keramischen Röhrchen, die innen und außen teilweise versilbert sind. Eine RC-Kombination ersetzt mindestens zwei konventionelle Bauelemente und ist preiswerter als diese einzeln. Außerdem beansprucht sie weniger Platz. Auch die Zahl der Lötstellen kann verringert werden, Schaltfehler treten seltener auf und die Prüfung der Schaltung wird erleichtert. In den **Bildern 57** und **58** sind zwei häufig vorkommende RC-Kombinationen vorgestellt.

Kapazitätsdiode

Die Kapazität bestimmter Halbleiter läßt sich durch Anlegen einer Gleichspannung in Sperrichtung in bestimmten Grenzen variieren. Solche Kapazitätsdioden bestehen zumeist aus Sili-



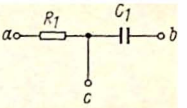
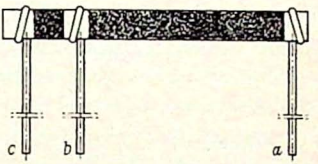


Bild 57. Einfache RC-Serienschaltung mit Mittelabgriff und kapazitätsarm ausgeführtem Widerstand



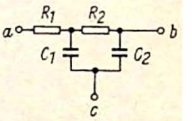


Bild 58. RC-Kombination zur Integration des Vertikal-Synchronimpulses im Fernsehempfänger. $R_1 = R_2 = 47\ k\Omega$; $C_1 = C_2 = 820\ pF$

zium mit eindiffundiertem Bor oder Aluminium. Gegenüber der konventionellen Kapazitätsabstimmung mit Drehkondensator können Kapazität und Kapazitäts-Steuerorgan räumlich beliebig getrennt angeordnet werden. Die Kapazitätsanzeige kann dann durch Eichung des Drehwinkels des Einstellpotentiometers für die Steuerspannung erfolgen, oder auch durch ein Zeigerinstrument, das die Steuerspannung anzeigt. Ein Beispiel des Kapazitätsverlaufs in Abhängigkeit von der Dioden-Sperrspannung U_R ist aus **Bild 59** bei der Kapazitätsdiode BA 124 zu ersehen.

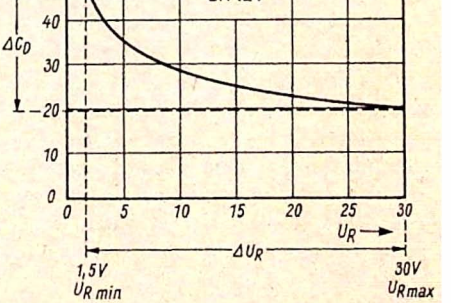


Bild 59. Diodenkapazität in Abhängigkeit der Sperrspannung am Beispiel der Kapazitätsdiode BA 124

Bei ihnen werden ganze Verstärkerstufen oder noch größere Funktionsgruppen automatisch in einem chemotechnischen Prozeß hergestellt. Dafür kommen drei verschiedene technologische Verfahren in Betracht:

1. Die *Dickfilmtechnik* verwendet Keramikplättchen, auf die durch Siebdruck und Einbrennen die Leiterbahnen sowie Widerstände und Kondensatoren aufgebracht werden.

2. Die *Dünnfilmtechnik* benutzt Glasplättchen, auf die durch Aufdampfen und Katodenzerstäubung im Vakuum Leiterbahnen, Widerstände und Kondensatoren aufgetragen werden.

Bei diesen beiden Verfahren lötet man Halbleiter und Transistoren hinterher gesondert ein. Das Ganze wird schließlich mit Kunstharz vergossen und auf diese Weise in vielerlei Hinsicht wirkungsvoll geschützt.

3. Bei der *Halbleitertechnik* werden kleine Silizium-Einkristallplättchen verwendet. Durch Eindiffundieren von Fremdatomen werden vorbestimmte Stellen des Siliziums zu Dioden oder Transistoren aktiviert, andere Stellen erhalten Widerstands- oder Kapazitätseigenschaften. Leiterbahnen verbinden schließlich die einzelnen Elemente zur Gesamtschaltung.

Integrierte Schaltungen können in sehr kleinen Abmessungen hergestellt werden. Sie ermöglichen eine weitgehend automatisierte Fertigung, haben beträchtlich weniger Lötstellen als herkömmlich verdrahtete Schaltungen und bergen dadurch weit weniger Fehler- und Störmöglichkeiten. Nachteilig sind vorläufig noch die hohen Fertigungskosten der integrierten Schaltungen, die sie nur bei hohen Stückzahlen rentabel machen.

RC-Schaltungen als Filter, Verstärker und Generatoren haben besondere Bedeutung im Tonfrequenzbetrieb und unterhalb des Tonbereichs wo *LC*-Schwingungskreise und -filter wirtschaftlich überhaupt nicht mehr gebaut werden können. Der wichtigste Vorteil jedoch ist der einfache und materialsparende Aufbau solcher Schaltungen aus wenigen Bauelementen, die in jedem Labor und jeder Werkstätte wohl immer zur Hand sind.

Literaturhinweise zur Schaltungstechnik

[1] Multivibrator-Transistorschaltungen, herausgegeben von der Valvo GmbH, Hamburg 1, Ausgabe April 1963, S. 131.

[2] Krause, K.: Blinkschaltungen mit Transistoren. FUNKSCHAU Nr. 4 (1966), S. 115/16.

[3] Müller, G.: Kippstufen mit Transistoren. FUNKSCHAU Nr. 4 (1966), S. 441/43.

[4] Karp, N.: Aktive RC-Filter zur Klangerzeugung bei elektronischen Orgeln. FUNKSCHAU Nr. 24 (1967), S. 762.

Sachverzeichnis

A

Anstiegszeit 44

B

Blindrückkopplung 50
Blindwiderstand 13
– regelbar 53

D

Dachabfall 32
Dielektrizitätskonstante 7
Differentiation 33
Doppel-T-RC-Filter 62
Durchlaßfilter 61

E

Entladekurve 9, 30, 31

F

Flankensteilheit 44
Fourier-Analyse 29
Frequenzhub 54
Frequenzkorrektur 26
Frequenzmodulation 54
Frequenzregelung, Multivibrator 45
Frequenzteilung 48

G

Gegenkopplung 24
Glimmlampe 37
Grenzfrequenz 20, 44
Grundfrequenz, Multivibrator 42
Grundwelle 29
Güte 53

H

Heißleiter 60
Hochfrequenzsperre 23
Höhenanhebung 26
Höhensenkung 26

I

Impulsflanken 44
Integration 33

K

Kaltleiter 60
Kapazität 5
– regelbare 50
Kippspannung 36
Kopplungsfaktor 21
Kopplungsglieder 27

L

Ladekurve 9
Ladungsmenge 8
Linearität 37

M

Multivibrator 39
–, astabiler 40
–, bistabiler 39, 47
–, monostabiler 39, 46

O

Oberwellen 29, 44

P

Phasendrehung 22
Phasenkette 54
Phasenschiebergenerator 54
Phasenumkehrröhre,
RC-Generator mit 58
Phasenverschiebung
von Wechselspannungen 50
Phasenwinkel 15

R

RC-Filter, selektives 58, 62
RC-Generator 54
– mit Wien-Brücke 58
RC-Glieder 1. und 2. Art 15
RC-Kette 1. Art 54
– 2. Art 55
RC-Kopplung 19
Rechteckspannung 29, 39
Regelspannungserzeugung 36

S

Sägezahnspannungen 36
–, mit Multivibrator 44
Selbstinduktion, regelbare 51
Siebfaktor 17
Signalverformung 28, 30
Spannungsteiler 13
Sperrfilter 61
Sperrfrequenz 63
Sperrschwinger 38
Synchronisation 39, 46

T

Teilerverhältnis 49
Tiefenanhebung 26
Tiefensenkung 26
Trennstufe 56

V

Verlustwinkel 16
Verschleifung 44
Verstärker, selektiver 62
Verzerrungen 56

W

Widerstandsdreieck 14
Wien'sche Brücke
für RC-Generator 58

Z

Zeitkonstante 11, 27, 43

Fortsetzung von der zweiten Umschlagseite

76 **Bastelpraxis** Band II. Theoretische und praktische Grundlagen (Werner W. Diefenbach). 7. Aufl. 76 Seiten, 93 Bilder, 11 Tabellen.

77/77a **Der Selbstbau von Meßeinrichtungen für die Funkwerkstatt** (Ernst Nieder). 6. Aufl., 120 Seiten, 106 Bilder, 3 Tab.

79/79a **Bastelpraxis** Band III. Praktischer Aufbau von einfachen Prüfgeräten und Empfängern vom Detektor bis zum Super, dazu Verstärker, KW- und Zusatzgeräte (Werner W. Diefenbach). 7. Auflage, 144 Seiten, 149 Bilder.

80/80b **Das Spulenbuch — Hochfrequenzspulen** (Hans Sutaner). 5. Aufl., 192 Seiten, 109 Bilder und Schaltungen, 16 Tabellen, 15 Nomogramme.

81/83 **Die elektrischen Grundlagen der Radiotechnik** (Kurt Leucht). 9. Aufl., 272 Seiten, 169 Bilder, viele Tabellen, 1 Lösungsheft.

84 **Fernsehantennen-Praxis** (Herbert G. Mende). 10. Aufl., 68 Seiten, 43 Bilder, 6 Tabellen.

85 **Hi-Fi-Schaltungs- und Baubuch** (Fritz Kühne). 7. Aufl., 64 Seiten, 33 Bilder, 3 Tabellen. *

86/87 **Berufskunde für Radio- und Fernsehtechniker und verwandte Berufe** (Dipl.-Ing. Georg Rose). 3. Auflage, 144 Seiten, 2 Tafeln.

88 **Schliche und Kniffe für Radiopraktiker** Teil II (Fritz Kühne). 5. Aufl., 64 Seiten, 57 Bilder.

89/90a **Autoempfänger** (Eckhard-Heinz Manzke). 2. Auflage, 192 Seiten, 149 Bilder, 16 Tabellen.

91/92 **Superhet-Empfänger mit Röhren und mit Halbleitern** (Hans Sutaner). 3. Auflage, 144 Seiten, 115 Bilder.

93/94 **Transistorschaltungen für die Modellfernsteuerung** (H. Bruß). 6. Aufl., 128 Seiten, 102 Bilder, 8 Tab.

95/96 **Fotozellen und ihre Anwendung** (L. Beitz und H. Hesselbach). 3. Aufl., 128 Seiten, 103 Bilder, 6 Tabellen.

97/98 **Kleines Stereo-Praktikum** (Ing. Fritz Kühne u. Karl Tetzner) 4. Aufl., 136 Seiten, 100 Bilder. *

99 **Wie arbeite ich mit dem Elektronenstrahl-Oszillografen?** (H. Sutaner). 6. Aufl., 64 Seiten, 87 Bilder.

100 **Daten- und Tabellensammlung für Radiopraktiker** (H. G. Mende). 2. Aufl., 96 Seiten, 40 Bilder, 50 Tabellen.

101/102 **Elektronische Orgeln und ihr Selbstbau** (Dr. Rainer H. Böhm). 4. Aufl., 132 Seiten, 53 Bilder.

103 **Die Wobbelsender** (H. Sutaner). 3. Aufl., 64 Seiten, 40 Bilder.

104 **Transistorsender für die Fernsteuerung** (H. Bruß). 4. Aufl., 68 Seiten, 51 Bilder, 4 Tafeln, 2 Nomogramme.

105/105a **Lautsprecher u. Lautsprechergehäuse für HiFi** (Dipl.-Ing. H. H. Klinger). 4. Aufl., 124 Seiten, 112 Bilder, 5 Tab.

106/107 **Netztransformatoren und Drosseln** (Dr.-Ing. Paul E. Klein). 2. Auflage, 128 Seiten, 55 Bilder, 56 Tabellen.

108 **Amateurfunk-Superhets** (G. E. Gerzelka). 2. Aufl., 64 Seiten, 13 Bilder, 8 Tabellen.

109/110 **Transistor-Amateurfunkgeräte für das 2-m-Band** (J. Reithofer). 3. Aufl., 120 Seiten, 109 Bilder.

111/112 **Meßinstrumente und ihre Anwendung** (W. M. Köhler). 2. Aufl., 128 S., 116 Bilder, 3 Tab.

113 **Elektronische Experimente** (G. Büscher). 3. Aufl., 68 S., 86 Bild., 3 Tab.

114 **Halbleiter-Experimente** (Dipl.-Phys. J. Kleemann). 2. Aufl., 64 Seiten, 52 Bilder, 20 Tabellen.

115/116 **Elektronische Schaltungen mit Fotozellen** (Wilhelm Hennig). 2. Aufl., 160 Seiten, 112 Schaltbilder, 6 Tab.

117/118 **Einseitenbandtechnik für den Funkamateur** (Friedh. Hillebrand). 2. Aufl., 148 Seiten, 118 Bilder, 12 Tabellen.

119/120 **Gedruckte Schaltungen** (Hans Sutaner). 2. Aufl., 128 S., 49 Bild., 2 Tab.

121/123 **Bastelpraxis** Band IV. Transistorpraxis (Werner W. Diefenbach). 2. Aufl., 160 Seiten, 125 Bilder, 16 Tab.

124/125 **Technische Akustik** (H. H. Klinger). 120 Seiten, 75 Bilder, 17 Tabellen.

126/127 **Betriebstechnik des Amateurfunks** (Hans-Joachim Henske). 128 Seiten, 27 Bilder, 5 Tabellen.

128/130 **Meßsender, Frequenzmesser und Multivibratoren** (Hans Sutaner). 160 Seiten, 125 Bilder.

131/133 **Elektronische Grundschaltungen** (Hans Schweigert). 2. Aufl., 208 Seiten, 165 Bilder, 4 Tabellen.

134/135 **Kleines Halbleiter-ABC** (Gustav Büscher). 112 S., 100 Bilder, 18 Tab.

137/140 **Farbfernsehen** (Dr.-Ing. Klaus Weiland). 2. Aufl., 52 Seiten Großformat, 46 Bilder.

141/142 **Dipmeter mit Röhren, Transistoren und Tunneldioden** (J. Reithofer). 2. Aufl., 116 Seiten, 92 Bilder, 5 Tab.

143/144 **Stereo-Decoder.** Funktion und Schaltungstechnik (Ludwig Ratheiser). 132 Seiten, 48 Bilder.

145/146 **Transistor-Gleichspannungswandler** (Helmut Schweitzer). 132 Seiten, 66 Bilder, 6 Tabellen.

147/152 **Erfolgreicher Fernseh-Service.** Taschen-Lehrbuch der Fernsehempfänger-Reparaturtechnik (Heinz Lummer). 268 Seiten, 230 Bilder, 22 Tab.

* In Vorbereitung.

SCHNEIDER, Ingenieur REINHARD

Die Widerstand-Kondensator-Schaltung 6. Auflage **60**

Eine Einführung in die RC-Schaltungstechnik

Schaltkombinationen aus Widerständen und Kondensatoren, auch RC-Glieder genannt, sind aus der modernen Schaltungstechnik nicht mehr fortzudenken. Wenn irgendwo die Frequenzkurve zu ändern ist, wenn bestimmte Frequenzen durchgelassen, andere unterdrückt werden sollen, wenn für Meßzwecke oder im Fernsehempfänger bestimmte Frequenzen – z. B. für Bild- und Zeilenablenkung – mit großer Genauigkeit erzeugt werden sollen, stets bieten sich RC-Glieder in ihren zahlreichen Variationen als willkommene Helfer an. Das vorliegende Buch gibt eine grundlegende, gleichzeitig aber recht umfassende und auch Einzelheiten behandelnde Einführung in die RC-Schaltungstechnik.

Die ersten Schaltungsaufgaben, die der Verfasser (Jahrgang 1922) in einem Entwicklungslabor der Radartechnik übertragen bekommen hatte, waren lediglich unter Verwendung von Röhren, Widerständen und Kondensatoren zu lösen. Unterlagen darüber mußten erst mühsam gesammelt, Erfahrungen erarbeitet werden. Aus diesem Material entstand das vorliegende Bändchen.

Später arbeitete der Autor als Toningenieur beim Rundfunk und als Meßingenieur im Fernsehstudio. In Zeitungen, Zeitschriften und im Funk berichtet er gelegentlich über Fortschritte und Probleme der Rundfunk- und Fernsehtechnik.

RADIO-PRAKTIKER VFM BÜCHEREI